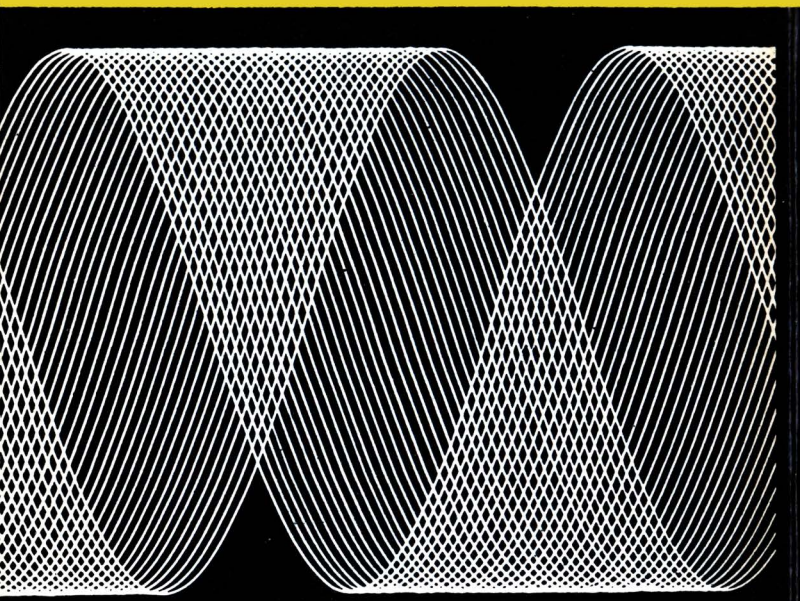
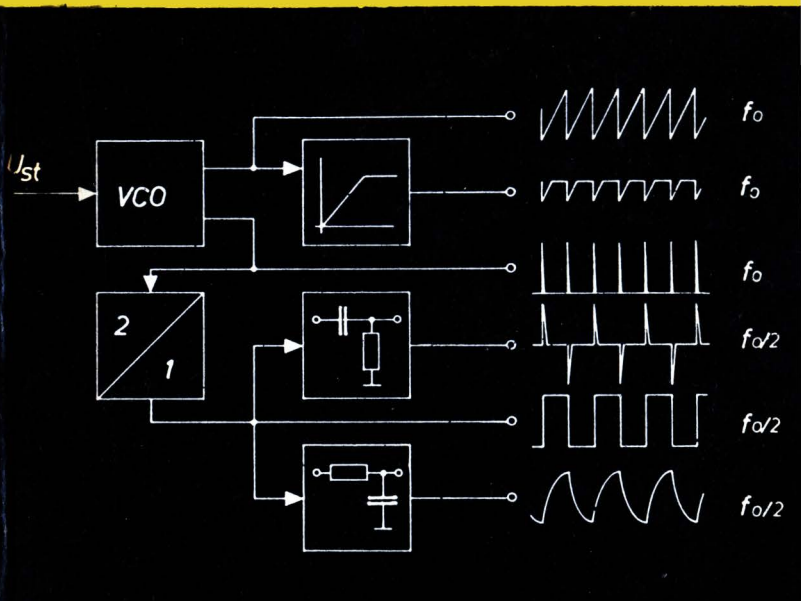
amateurreihe

electronica





Hans-Jochen
Schulze

180

Musiksynthesizer selbstgebaut

LEER

electronica · Band 180

HANS-JOCHEN SCHULZE

Musiksynthesizer selbstgebaut

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

1. Auflage, 1980, 1.-20. Tausend
© Militärverlag
der Deutschen Demokratischen Republik (VEB) — Berlin, 1980
Cheflektorat Militärliteratur
Lizenz-Nr. 5 · LSV: 3539
Lektor: Dipl.-Phys. Hans-Jaochim Mönig
Zeichnungen: B. Hauptvogel
Typografie: Helmut Herrmann · Hersteller: Michael Haase
Korrektor: Johanna Pulpit
Printed in the German Democratic Republic
Gesamtherstellung: Druckerei Märkische Volksstimme Potsdam
Redaktionsschluß: 20. Oktober 1979
Bestellnummer: 746 201 8
DDR 1,90 M

Inhaltsverzeichnis

Vorwort 5

1. Einleitung 6

2. Bestimmungsgrößen von Klängen 10
2.1. Ton, Klang, Akkord, Geräusch, Oberwellenspektrum und Formanten 10
2.2. Intensität, Einschwingdauer, Abklingdauer und Percussion 14
2.3. Stationäre und nichtstationäre Klänge 17
2.4. Inkonstanzen im quasistationären Klang 19
2.5. Schwebungen (Interferenzen) 20

3. Aufbau und Wirkungsweise von Synthesizern 21

4. Baugruppen eines Synthesizers 41
4.1. Manual 42
4.1.1. Keyboardschaltung 42
4.1.2. Triggerschaltung 47
4.2. Analogspeicher (sample and hold) 51
4.3. Spannungsgesteuerter Oszillator – VCO 56
4.4. Frequenzteilung und Impulsformung 63
4.4.1. Darlegungen zu 2 unterschiedlichen Konzeptionen des VCO 63
4.4.2. Frequenzteilung der Frequenz des VCO 69
4.4.3. Impulsformung 73
4.5. Spannungsgesteuerter Verstärker VCA 81
4.6. Spannungsgesteuertes Filter VCF 84
4.7. Hüllkurvenformer 95
4.8. Hilfsgeneratoren 97
4.8.1. Rauschgenerator 98
4.8.2. Sinusgeneratoren für niedrige Frequenzen 100
4.8.3. Erzeugung rechteckförmiger und treppenförmiger Steuersignale 102
4.9. Stromversorgungseinheit für den Synthesizer 104

5. Konzeptionen für Musiksynthesizer 107
5.1. Synthesizer mit einem VCO und einer Modifiziereinheit 107
5.2. Synthesizer mit einem VCO und 2 Modifiziereinheiten 110

6. Beschreibung eines Instruments 115

7. Abschließende Bemerkungen 120

8. Literaturverzeichnis 123

Vorwort

In der modernen Jazz-, Pop- und Experimentalmusik werden in ständig wachsendem Maße elektromechanische und vollelektronische Tasteninstrumente — Keyboards — eingesetzt. Diese Tatsache ist keine vergängliche Modeerscheinung, sondern stellt sich als das Ergebnis der Suche progressiver Komponisten, Arrangeure und Interpreten nach zeitgemäßen neuen musikalischen Ausdrucksformen dar.

Die Entwicklung fußt auf der modernen Technologie und Schaltungskonzeptionen, die eng mit den Bauelementen der III. Bauelementegeneration verbunden sind. Umfangreichere Instrumente, z. B. Studiosynthesizer, in diskreter Technik aufbauen zu wollen, verbietet sich allein des großen Platzbedarfs wegen. Spezielle Funktionsblöcke lassen sich oft erst rationell durch den Einsatz digitaler bzw. analoger Schaltkreise realisieren. Aufgabe dieses Heftes soll es sein, den Begriff „Musiksynthesizer" zu erläutern, die Funktionsweise und klanglichen Spezifika darzulegen und durch Schaltungsbeispiele dem Amateur Anregungen zum Nachbau sowie zum kreativen Entwurf solcher Instrumente zu geben.

Die Thematik sowie der Stoff der Broschüre setzen Grundkenntnisse in der Terminologie der Musikelektronik sowie Erfahrungen in der Schaltungstechnik und im Umgang mit diskreten und integrierten Bauelementen voraus.

Auf theoretische Grundlagen wird nur eingegangen, soweit es die Verständlichkeit der Darlegungen erfordert. Für Neulinge auf diesem Gebiet der Elektronik sei der Hinweis auf die Bände „Elektromechanische und vollelektronische Musikinstrumente" von *G. Engel*, erschienen in der *electronica*-Reihe, gestattet, in denen in allgemeinverständlicher Form die erforderlichen Grundkenntnisse vermittelt werden.

Der Autor hofft, durch diesen Band einen großen Leserkreis, d. h. elektronisch interessierte Musiker und Elektronikamateure, die an diesem Sondergebiet der Elektronik Interesse gefunden haben, anzusprechen und Erkenntnisse sowie Anregungen dieser derzeitig hochaktuellen Thematik zu vermitteln.

Berlin, im März 1979 *Hans-Jochen Schulze*

1. Einleitung

Die Vielzahl elektronischer und elektromechanischer Tasteninstrumente, die in der modernen Musik eingesetzt werden, haben Bezeichnungen, die für den Laien recht verwirrend sein dürften. Allgemein werden sie unter dem Sammelbegriff „Keyboards" (englisch: key = Taste, board = Pult) geführt. Die Keyboards lassen sich in 2 Hauptgruppen unterteilen:

elektromechanische Tasteninstrumente
Fender-Piano
Wurlitzer-Piano
Hohner-Clavinet
Hammond-Orgel
vollelektronische Tasteninstrumente
alle Elektronenorgeln
Elektrostrings
Synthesizer
E-Piano

Die angeführten Fabrikate stellen nur einen kleinen, wenn auch repräsentativen, Ausschnitt der gesamten Palette an Keyboards dar. Als sich der musikalische Trend, Keyboards einzusetzen, abzeichnete, beeilten sich viele Firmen des kapitalistischen Marktes, mit eigenen spezifischen Erzeugnissen auf den Markt zu kommen. Der Konkurrenzdruck der kapitalistischen Marktwirtschaft zwingt die Firmen, die elektroakustische Verstärkeranlagen sowie elektronische Musikinstrumente herstellen, neuartige Instrumente und Effektgeräte sowie dementsprechende Bedürfnisse für diese Erzeugnisse zu entwickeln. Dabei ist nicht zu übersehen, daß viele, als neuartige Instrumente angepriesene Entwicklungen lediglich Modifikationen bzw. Kombinationen von bereits bekannten Instrumenten sind. Synthesizer und Orgel bzw. Elektronenorgel mit nachgeschalteter Klangbeeinflussung wie beim Synthesizer sind z. B. solche Modifikationen.
Im folgenden sollen kurz die Wirkungsmechanismen und die speziellen Unterschiede der o. a. Instrumente dargelegt werden. Das *Fender*-Piano sowie das *Wurlitzer*-Piano (die Bezeichnungen

rühren von den Firmen *Fender*/USA und *Wurlitzer*/BRD her) arbeiten beide prinzipiell gleich. Über eine Tastenmechanik werden im ersten Fall Klangstäbe, im zweiten Fall Zungen aus einer Stahllegierung angeschlagen und die mechanischen Schwingungen mit Abnehmerspulen in eine elektrische Schwingung umgewandelt. Durch kleine Stimmgewichte, die sich auf den Klangstäben befinden, lassen sich alterungsbedingte Verstimmungen korrigieren. Durch mechanische Dämpfungsmechanismen – mit dem Fußpedal betätigt – können kurze und lange Töne gespielt werden. Die Lautstärke kann man beim *Fender*-Piano durch die Anschlagtechnik variieren, ähnlich wie bei einem Klavier. Das *Wurlitzer*-Piano läßt diese Möglichkeit nicht zu, da die Zungen angerissen werden. Beide Elektropianos haben einen Vorverstärker, der die in den Abnehmerspulen induzierten kleinen elektrischen Signale verstärkt und mit einer regelbaren Tremoloamplitude moduliert. Das *Hohner*-Clavinet ist ein Saiteninstrument ähnlich einem Cembalo mit magnetischen Tonabnehmern wie bei der Elektrogitarre. Entscheidend für den harten, eigenwilligen Klang ist die Stelle, an der die Saiten angerissen werden sowie der Ort der Klangabnahme. Eine Saite führt eine um so oberwellenreichere Schwingung aus, je näher sie an einem Fixpunkt durch einen Stoß erregt wird.

Die *Hammond*-Orgel ist insofern den elektromechanischen Tasteninstrumenten zuzuordnen, als bei ihr die Töne durch rotierende Zahnscheiben mit magnetischen Tonabnehmern erzeugt werden. Näheres zum Wirkprinzip ist in [1] zu finden.

Die Elektronenorgeln oder richtiger *elektronischen Orgeln* sind vollelektronische Tasteninstrumente, da bei ihnen Klangerzeugung und Klangformung mit elektronischen Schaltungen vorgenommen werden. Elektronische Orgeln sind in [1] ausführlich erläutert.

Mit *Elektrostrings* kann man einen Streichersound auf elektronischem Wege realisieren. Sie sind Orgel-Abkömmlinge, bei denen die Klangerzeugung über Muttergeneratoren und Teilerketten erfolgt. Die nachfolgende Klangformung unterscheidet sich jedoch ganz wesentlich von der Klangformung bei elektronischen Orgeln. Über spezielle Filterschaltungen wird ein Spektrum der einzelnen Töne erzeugt, das dem Oberwellenspektrum von Violinentönen recht nahekommt. Mit gesteuerten Phasenschieberschaltungen erhält man ein Schwebungstremolo sowie ein Formanttremolo

innerhalb des Gesamtklangbilds, wie es für den Sound einer Streichergruppe charakteristisch ist.

Die *Musiksynthesizer* basieren auf Entwicklungen, die bereits in den fünfziger Jahren in den großen Ton- und Aufnahmestudios von Funk und Platte eingesetzt wurden. Vornehmlich für die Erzeugung utopischer oder anderer synthetisch nachgebildeter Klänge sowie als Instrument für die Darbietung „elektronischer Musik" wurden fernsteuerbare Oszillatoren, Filter, Hüllkurvenformer, Chopper usw. in geeigneter Weise zusammengeschaltet. Durch Steuersignale, erzeugt in gesonderten Steueroszillatoren und in Pulsgeneratoren, konnten die Audiosignale, die man von Sinus-, Rechteck-, Sägezahn- und Rauschgeneratoren abgriff, in nachfolgenden Baugruppen wie Filter, Hüllkurvenformer, Amplitudenmodulator und Echo-Hall-Einheit usw. beeinflußt werden.

Durch die Miniaturisierung der elektronischen Bauelemente der II. Generation (diskrete Halbleitertechnik) ist es gelungen, einen Musiksynthesizer (im folgenden nur noch Synthesizer genannt) als kleines, transportables Tasteninstrument aufzubauen. Die wesentlichsten Baugruppen der großen Studio-Synthesizer finden sich in allen Synthesizern verschiedenster Fabrikate wieder.

Ein genereller Unterschied der Synthesizer zu allen anderen Keyboards besteht in der monophonen Spielweise, obwohl in jüngerer Zeit auch Instrumente entwickelt wurden, die polyphon spielbar sind (monophon: einstimmig, polyphon: mehrstimmig). Diese polyphon spielbaren Instrumente sind schaltungstechnisch gesehen eine Zusammenfassung von elektronischer Orgel und Synthesizer – sie sollen in den nachfolgenden Ausführungen nicht näher behandelt werden.

Die gebräuchlichen Synthesizer haben 1 bis 3 spannungsgesteuerte Tonoszillatoren, die in ihrer Tonhöhe vom Tastenmanual gesteuert werden. Das Audiosignal, das in verschiedenen Kurvenformen von den Tonoszillatoren abgegriffen wird, gelangt über spannungsgesteuerte Verstärker und spannungsgesteuerte Filter zum Ausgang des Instruments. Mit Hilfsoszillatoren bzw. speziellen Impulsschaltungen, die man mit dem Tastenanschlag auslöst, lassen sich die spannungsgesteuerten Baugruppen in beliebiger Weise steuern, so daß sich unterschiedlichste Klangfarben, dynamische Klangveränderungen und variable Amplitudenverläufe des angespielten Klanges ergeben, die das typische Klangspek-

trum von Synthesizern ausmachen. An der Rückseite von Synthesizern befindet sich eine Anzahl von Buchsen, über die die wichtigsten Baugruppen des Instruments von außen gesteuert werden können. Zum Beispiel kann man die Ausgangsspannung eines Mikrofons oder einer Elektrogitarre auf den „Audioeingang" des Synthesizers schalten und mit den nachfolgenden Baugruppen wie Hüllkurvenformer und Filter beeinflussen. Außerdem läßt sich der Synthesizer rhythmisch mit einem Zusatzgerät, *Sequenzer* genannt, steuern.

Die Tasteninstrumente beider Hauptgruppen weisen bezüglich ihres Klangeindrucks adäquate Unterschiede auf. Die elektromechanischen Tasteninstrumente haben als Tonerzeuger ein mechanisches Schwingungsgebilde, wie es jedes Naturinstrument hat. Demzufolge sind auch die Amplitudenverläufe, die Ausgleichsvorgänge von der Tonerregung bis zum quasistationären Klangbild sowie die Oberwellenspektren vergleichbar mit Naturinstrumenten. Durch diese Instrumente wird der Klangeindruck von Naturinstrumenten hervorgerufen, den man bei den vollelektronischen Instrumenten oft vermißt. Ob es sich dabei um eine elektronische Orgel, ein Elektrostring oder einen Synthesizer handelt, in jedem Falle ist die seelenlose Präzision der Maschine im Klangeindruck spürbar. Musik, die nur auf vollelektronischen Tasteninstrumenten gespielt wird, hat demzufolge auch jenen charakteristischen Klang, der in seiner Eigenwilligkeit jedoch nicht ohne Reiz ist.

Die vollelektronischen Tasteninstrumente bieten bezüglich der Veränderung der Klangfarben und der dynamischen Klangabläufe ein Vielfaches der elektromechanischen Keyboards. Um die Vorzüge beider Instrumentenarten in der musikalischen Interpretation zu nutzen, setzen Keyboardspieler meist mehrere Instrumente ein, die sie übereinander gestapelt aufstellen. Eine der gebräuchlichsten Kombinationen ist elektromechanisches E-Piano, Clavinet und Synthesizer. Die Kenntnis über den Einsatz dieser Instrumente ist in bezug auf das Design wichtig. Instrumente, die in den Stapelbau einbezogen werden, dürfen keine Regler und Bedienorgane auf der Gehäuseoberseite haben. Beim Synthesizer sind allerdings derart viele Bedienorgane erforderlich, daß die Oberseite des Instruments für die Anordnung dieser Organe mit verwendet werden muß.

2. Bestimmungsgrößen von Klängen

Die in den elektronischen Baugruppen eines Synthesizers erzeugten und beeinflußten elektrischen Signale werden nach Verstärkung und elektro-akustischer Wandlung zu Schallereignissen mit entsprechenden Bestimmungsgrößen. Zum eindeutigen Verständnis der in den nachfolgenden Abschnitten gewählten Termini sowie als Basisgrößen zum kreativen Entwurf von vollelektronischen Instrumenten sollen die wichtigsten Parameter von Schall- und Klangereignissen erläutert werden. Näheres dazu findet der Leser in [2].

2.1. Ton, Klang, Akkord, Geräusch, Oberwellenspektrum und Formanten

Als *Ton* wird in der Akustik eine Luftschwingung konstanter Wellenlänge und sinusförmiger Druckverteilung verstanden. Anders ausgedrückt: Eine exakte elektrische Sinusschwingung mit einer Frequenz innerhalb des Hörbereichs (16 Hz bis 20000Hz) ergibt nach Schallwandlung durch einen Lautsprecher einen Ton. Physikalisch exakte Töne sind in der Praxis nicht zu erzeugen, da jeder Tonoszillator (elektrischer Schwingungserzeuger) und jeder Schallwandler Obertöne erzeugt, die aus dem Ton einen Klang entstehen lassen. Musiker verstehen im Unterschied dazu unter einem Ton den mit einem Notenwert versehenen Klang eines Instruments. Im allgemeinen hat der Grundton des angespielten Klanges die Frequenz, die dem angespielten Notenwert nach Festlegung der Frequenzen der internationalen Orchesterstimmung entspricht. Die Frequenzen der internationalen Orchesterstimmung sind in [1] zu finden. Unter *Klängen* versteht man das gleichzeitige Erklingen mehrerer Töne, wobei es unerheblich ist, ob diese Einzeltöne in einem harmonischen (konsonanten) oder disharmonischen (dissonanten) Verhältnis zueinander stehen. Jedes Naturinstrument erzeugt neben dem Grundton im wesentlichen Obertöne, die in einem ganzzahligen Verhältnis zum Grundton stehen. Solche Klänge werden konsonante Klänge genannt.

Es sei an dieser Stelle nochmals gesagt: Jedes Naturinstrument erzeugt in streng physikalischem Sinne keine Töne, sondern Klänge. Dissonante Klänge bestehen aus Einzeltönen, deren Frequenzen nicht in einfachen Intervallen wie z. B. 1:2, 2:3, 3:4 usw. zueinander stehen, sondern in wesentlich komplizierteren Verhältnissen. Sie können nicht von einem einzigen monophon spielbaren Instrument erzeugt werden. Es bedarf dazu entweder des Zusammenspiels mehrerer monophoner Instrumente oder eines polyphon spielbaren Instruments (z. B. Klavier, Gitarre). Die Grenze zwischen dissonanten Klängen und konsonanten Klängen ist nicht scharf. Durch unsere Hörgewohnheiten, die durch immer raffiniertere Klangkonstruktionen moderner Komponisten und Arrangeure geprägt sind, werden heute schon Intervalle als konsonant empfunden, die vor 100 Jahren noch als dissonant empfunden worden wären.

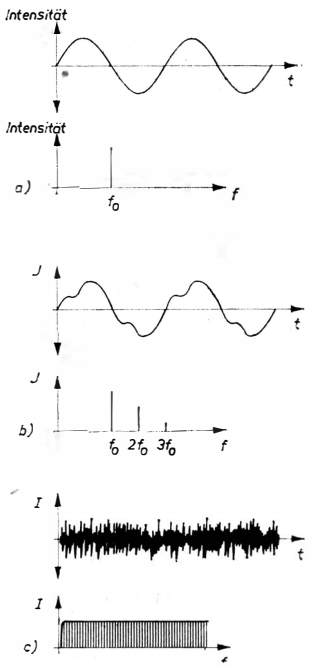


Bild 2.1
Unterschiede von Ton, Klang und Geräusch im Zeit- und Frequenzbereich;
a — sinusförmiger Ton,
b — Klang, bestehend aus Grundwelle sowie 1. und 2. Oberwelle,
c — Geräusch

Der Begriff *Akkord* hat in der Akustik keine Bedeutung, sondern ist als Oberbegriff für bewußt zusammengestellte Töne bzw. Klänge von Instrumenten in die musische Terminologie einzuordnen. Es werden durchaus Akkorde gespielt, die alles andere als harmonisch im Sinne von Wohlklang sind. Deswegen hat sich auch in der Musik der Begriff *Klang* eingebürgert, da er die Gesamtheit von Tonkombinationen einschließt.

Ein *Geräusch* ist das Zusammenklingen von sehr vielen Tönen, die in allen beliebigen Intervallen zueinander stehen. Klingt das Geräusch hell, so sind in ihm viele hohe Töne enthalten. Klingt es dumpf und tief, so dominieren die tiefen Töne. Ein im Zusammenhang mit der Synthesizertechnik wichtiges Geräusch ist das *Rauschen*.

Im Rauschen sind alle Frequenzen im zeitlichen Mittel gleichstark vertreten, ihre momentanen Intensitätswerte schwanken jedoch stochastisch (zufällig). Bild 2.1a bis c soll die Unterschiede zwischen Ton, Klang und Geräusch verdeutlichen.

Wie bereits dargelegt, erzeugt jedes Naturinstrument keine physikalisch reinen Töne, sondern Klänge. Der mechanische Schwinger, sei es nun eine Saite eines Saiteninstruments, das Blatt eines Holzblasinstruments oder die Luftsäule eines Blechblasinstruments, schwingt nicht nur auf seiner mechanischen Grundresonanzfrequenz, sondern auch in ganzzahligen Vielfachen dieser Frequenz. Diese im Gesamtklang enthaltenen ganzzahligen vielfachen Töne des Grundtones nennt man *Obertöne*. Werden diese Klänge durch elektroakustische Wandler in elektrische Signale umgewandelt, so spricht man von Grundwelle bzw. Grundfrequenz und Oberwellen (Bild 2.2).

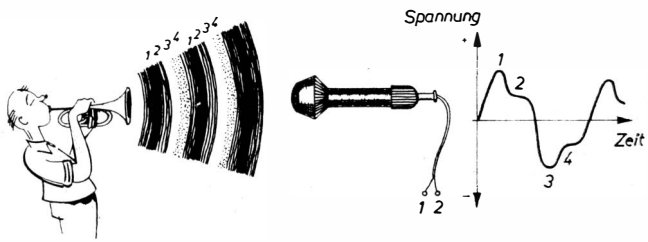


Bild 2.2 Klangerzeugung und Wandlung in eine elektrische analoge Amplitudenform

Da viele Instrumente neben dem mechanischen Schwinger akustische Resonatoren haben (z. B. Violinenkörper, Resonanzboden des Klaviers usw.), werden manche der Obertöne besonders verstärkt. Diese besonders verstärkten Obertöne geben dem Instrument neben anderen akustischen Parametern sein charakteristisches Klangbild. Sie werden deshalb Formanten oder, genauer gesagt, *feststehende Formanten* genannt. Feststehend deshalb, weil die Eigenresonanzen der Instrumente durch die Resonatoren festliegen und nicht veränderlich sind. Die Obertöne, die aus dem mechanischen Verhalten des Schwingers resultieren, also bei jedem unterschiedlichen Ton in gleicher Verteilung entstehen, werden *mitlaufende Formanten* genannt.

Bild 2.3 soll am Beispiel einer schwingenden Saite die Entstehung von Grund- und Obertönen (mitlaufende Formanten) verdeutlichen.

Alle Naturinstrumente haben ihre charakteristischen *Obertonspektren*, die allerdings bei vielen Instrumenten bezüglich ihrer Intensitätsverteilung durch den Spieler beeinflußt werden können. Je näher eine Saite eines Saiteninstruments an einem Fixpunkt (Steg) erregt wird, um so obertonreichere Schwingungen führt sie aus. Der Klang des angespielten Tones wird dementsprechend heller und aggressiver. Eine Saite läßt sich beispielsweise derart erregen, daß die Obertöne intensiver als der Grundton erklingen. Ein entscheidendes spezifisches Klangcharakteristikum der Naturinstrumente ist also die Intensitätsverteilung (Obertonspektrum) der Obertöne. Bild 2.4a bis d zeigt charakteristische Obertonspektren von einigen ausgewählten Instrumenten.

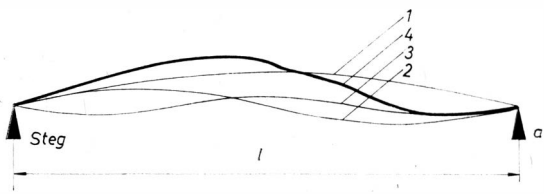


Bild 2.3 Schwingungsform einer zwischen den Fixpunkten „Steg" und „a" freischwingenden Saite;
1 — Grundschwingung, 2 — 1. Oberschwingung, 3 — 2. Oberschwingung, 4 — resultierende Schwingung

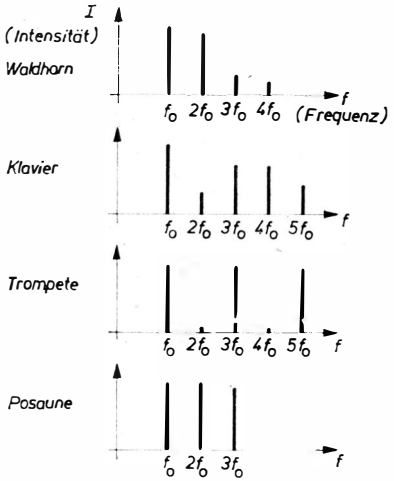


Bild 2.4 Obertonspektren einiger Naturinstrumente

Wollte man nun die aufgezeigten Obertonspektren synthetisieren, indem entsprechend viele Tongeneratoren mit den erforderlichen Intensitäten zusammengeschaltet werden, so würde nach Schallwandlung der Klang des ausgewählten Naturinstruments erwartet. Das trifft aber nicht zu. Sehr deutlich läßt sich das an einer elektronischen Orgel nachvollziehen. Ein eingeschaltetes Register „Oboe" oder „Flöte" ergibt letztlich doch nur einen grob angenäherten Klang. Es müssen also neben dem Obertonspektrum weitere akustische Parameter existieren, die jedem Naturinstrument sein eigenes klangliches Gepräge geben. Die wichtigsten dynamischen Klangparameter sollen in den folgenden Abschnitten behandelt werden.

2.2. Intensität, Einschwingdauer, Abklingdauer und Percussion

Unter *Intensität* soll der an die umgebende Luft abgegebene Schalldruck verstanden werden. Der Schalldruck ist nicht gleichzusetzen mit dem physiologischen Lautstärkeempfinden. Die Zusammenhänge zwischen Schalldruck und Lautstärkeempfinden

sind in [3] dargestellt. Die gewählte Definition der Intensität ist sehr allgemein, denn zu vergleichenden Betrachtungen müßte

a) der Abstand des Schalldruckmeßaufnehmers (Mikrofon) zur Schallquelle definiert werden, da der Schalldruck auf Grund der kugelförmigen Ausbreitung von Schallwellen mit dem Quadrat der Entfernung abnimmt und
b) alle Naturinstrumente Vorzugsrichtungen der akustischen Abstrahlung haben.

Anstelle des Begriffs „Intensität" für den relativen Schalldruck wird für das analoge elektrische Signal der Begriff „Amplitude" verwendet. Dabei ist es nicht entscheidend, ob es sich bei dem dargestellten Kurvenzug um einen Strom (Stromamplitude) oder um eine Spannung (Spannungsamplitude) handelt.

Jedes Naturinstrument hat vom Anspiel bis zur Beendigung eines Klanges ihm eigene charakteristische Intensitätsverläufe, womit neben den Obertonspektren ein weiteres Unterscheidungskriterium gegeben ist. Bild 2.5a und b zeigen den charakteristischen Intensitätsverlauf einer angeschlagenen Klaviersaite und einer angeblasenen Labialpfeife einer Kirchenorgel.

Ein derartiger Intensitätsverlauf wird in 3 zeitliche Abschnitte aufgeteilt:

a) Einschwingphase mit der Dauer t_E (Einschwingdauer),
b) quasistationäre Phase t_{qst} (quasistationäre Dauer),

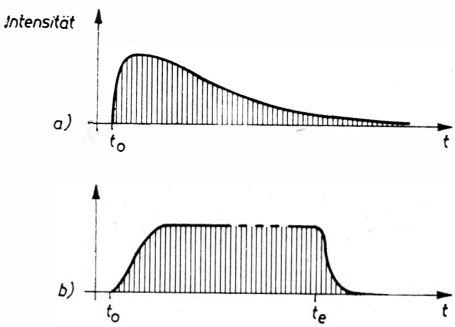


Bild 2.5 Intensitätsverläufe von 2 Naturinstrumenten;
a — Intensitätsverlauf einer zum Zeitpunkt t_0 angeschlagenen Klaviersaite; b — Intensitätsverlauf einer Labialpfeife mit Beginn der Luftzufuhr zum Zeitpunkt t_0 und Beendigung der Luftzufuhr zum Zeitpunkt t_e

c) Abklingphase mit der Dauer t_A (Abklingdauer).

Die *Einschwingphase* ist der Zeitraum vom Beginn der Erregung des Schwingers bis zur Einstellung einer konstanten Obertonverteilung und Intensität.

Als *quasistationäre Phase* wird der gesamte Zeitraum nach der Einschwingphase bis zur Beendigung der Erregung des Schwingers durch äußere Energiezuführung (z. B. Luftzufuhr bei Blasinstrumenten bzw. Aufrechterhaltung der Saitenschwingung durch den Streichbogen bei Streichinstrumenten) verstanden.

Die *Abklingphase* ist der Zeitraum nach Beendigung der Erregung des Schwingers bis zu dem Zeitpunkt, zu dem die Intensität nahezu den Wert 0 erreicht hat. Da bei den meisten Naturinstrumenten die Intensität nach einer e-Funktion abklingt und sich folglich asymptotisch der Intensität 0 nähert, muß der Zeitpunkt – Ende der Abklingphase – approximiert werden. Bild 2.6 soll diese 3 Phasen nochmals verdeutlichen.

Alle Naturinstrumente sowie die elektromechanischen Instrumente haben einen Intensitätsverlauf nach Bild 2.6, sie unterscheiden sich lediglich in den Größenordnungen der Zeitdauern der Ein- und Abklingphase. Die großen Labialpfeifen einer Kirchenorgel weisen relativ lange Einschwingdauern auf, während sie bei kleinen Blechblasinstrumenten bzw. bei kleinen Saiteninstrumenten sehr kurz sind. Es kann generell gesagt werden, je größer der Schwinger (Saite, Luftsäule) und je tiefer der Klang, um so länger die Einschwing- und Abklingphase. Nur bei vollelektronischen Instrumenten ist es möglich, Klänge ohne die Einschwing- und Abklingphase zu erzeugen.

Auf eine besondere Gruppe von Naturinstrumenten, bei denen die quasistationäre Phase fehlt, sei an dieser Stelle hingewiesen. Das ist die Gruppe der Percussionsinstrumente, d. h. Instrumente,

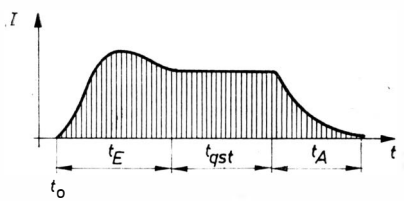


Bild 2.6 Die 3 Phasen — Einschwingdauer t_E, quasistationäre Phase t_{qst} und Abklingdauer t_A — bei Naturinstrumenten

bei denen der Klang durch einen Impuls in Form eines Schlages oder Saitenanrisses erzeugt wird. Nach der impulsartigen Erregung des Schwingers bildet sich in der Einschwingphase die maximale Intensität aus, die danach sofort entsprechend der spezifischen, durch das Instrument gegebenen, Abklingphase wieder dem Wert 0 zustrebt.
Percussionsinstrumente sind z. B. alle Schlaginstrumente, das Klavier, die Gitarre, das Xylophon, das Vibraphon, das Marimbaphon, Elektropianos usw.
Wie bereits dargelegt, steht der Begriff „Percussion" für Anschlagen. Repetierende Percussion ist demzufolge ein wiederholtes Anschlagen bzw. eine Anschlagsfolge. Bei den vollelektronischen Tasteninstrumenten wird die Percussion im Gegensatz zu den natürlichen Tasteninstrumenten, bei denen sie durch den Anschlagmechanismus gegeben ist, voll elektronisch erzeugt. Percussionsschaltungen sorgen je nach Einstellung der entsprechenden Regler für einen weichen oder einen harten Toneinsatz. Bei komfortableren elektronischen Orgeln können durch die Percussionsschaltung im Moment des Tastendrucks andere Chöre kurzzeitig in den Klang eingeblendet werden, um somit eine prägnante Percussion, wie sie bei der *Hammond*-Orgel oder bei Naturinstrumenten vorliegt, zu erreichen. Des weiteren haben viele elektronische Orgeln ein Register mit der Bezeichnung „repeatpercussion". Bei Einschaltung dieses Registers wird das Audiosignal (Audiosignal = elektrisches Signal, das nach Schallwandlung den Klang ergibt) rhythmisch unterbrochen, wodurch der Eindruck einer schnellen Tastenanschlagsfolge entsteht.

2.3. Stationäre und nichtstationäre Klänge

Im vorangegangenen Teil der Ausführungen wurde bereits der Ausdruck „quasistationäre Phase" gebraucht, was soviel wie „fast stationäre Phase" bedeutet. Was sind nun stationäre und nichtstationäre Klänge? Ein stationärer Klang ist ein Klang mit konstanten Frequenzanteilen, deren Einzelintensitäten und Phasenbeziehungen zueinander ebenfalls konstant sein müssen. Um einen stationären Klang besser verdeutlichen zu können, sei eine Versuchsanordnung beschrieben: In einem Raum mit konstanten akustischen Bedingungen sei ein Lautsprecher aufgestellt, der

von mehreren Tongeneratoren fester Frequenz und konstanter Leistung gespeist wird. Im Raum werden sich nach einem anfänglichen Einschwingvorgang nach dem Einschalten des Lautsprechers konstante akustische Wellenfronten ausbilden. Ein Zuhörer, der sich auf einem Fixpunkt in diesem Raum aufhält, wird den Klangeindruck eines völlig konstanten Klangbilds erhalten, denn es liegt ein stationärer Klang vor.

Auf Naturinstrumenten kann man keine stationären Klänge erzeugen. Deshalb spricht man von „quasistationären Klängen" für die eingeschwungene Phase, die auf die Einschwingphase folgt. Nichtstationäre Klänge sind Klänge, in denen sich einzelne oder alle im Klang enthaltenen Komponenten in bezug auf Frequenz, Phasenlage und/oder Intensität verändern. Nichtstationäre Klänge entstehen immer, wenn ein Naturinstrument angespielt wird. Innerhalb der Einschwingphase, d. h. von der mechanischen Erregung bis zur Ausbildung des quasistationären Klangs finden sogenannte Ausgleichsvorgänge am Schwinger, der dabei nie losgelöst vom gesamten Instrument betrachtet werden darf, statt. Am Beispiel einer angeblasenen Labialpfeife einer Orgel sei das dargestellt (Bild 2.7).

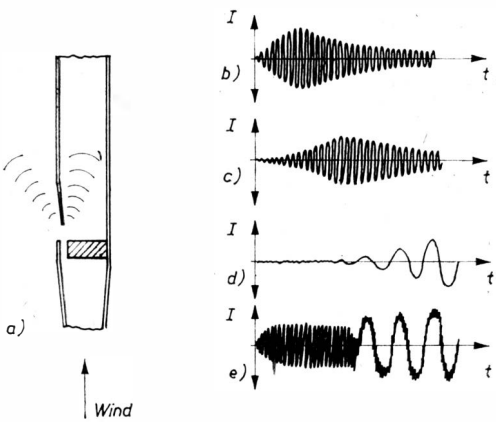


Bild 2.7 Vorgänge beim Anblasen einer Labialpfeife;
a — Wirbelbildung an der Lippe, b — Vorläufergeräusche und Frequenzanteile $>4f_0$, c — Vorläufergeräusche und Frequenzanteile $f_0 < f_x < 4f_0$, d — Ausbildung der Grundfrequenz f_0, e — Summensignal, das beim Anblasen der Pfeife erzeugt wird

Kurz nach dem Tastendruck und damit Öffnen eines Ventils strömt Luft (der Orgelbauer spricht von Wind) in die Labialpfeife. Diese Luft wird auf die Lippe geleitet, die den Luftstrom teilt und Luftwirbel erzeugt. Ein Teil dieser Luftwirbel gelangt in den Resonator und regt in diesem stochastisch die Grundfrequenz sowie die möglichen Obertöne an. Bevor die gesamte Luftsäule in der Grundfrequenz schwingt, kommt es zu Vorläufergeräuschen und Vorläufertönen. Erst wenn sich die grundtönige stehende Welle im Resonator ausgeprägt hat, ist die Einschwingphase mit ihrem nichstationären Klangbild abgeschlossen. Alle Naturinstrumente einschließlich der elektromechanischen Instrumente weisen eine derartige Einschwingphase mit den entsprechenden Ausgleichsvorgängen auf.
Auch bei den Percussionsinstrumenten müssen sich erst die Schwinger, seien es Trommelfelle, Klangstäbe oder Saiten, nach den Ausgleichsvorgängen auf ihre quasistationäre Phase einschwingen, die aber, da nach der impulsartigen Erregung keine äußere Energie zur Erhaltung der Intensität zugeführt wird, sofort in die Abklingphase übergeht. Die Abklingphase ist, da die Intensität des Gesamtklangs gegen 0 geht und sich somit ändert, ebenso wie die Einschwingphase ein nichtstationärer Klang.

2.4. Inkonstanzen im quasistationären Klang

Im Vorangegangenen wurde behauptet, daß man mit Naturinstrumenten keine stationären Klänge erzeugen kann. Es wird dabei vorausgesetzt, daß diese Naturinstrumente von Interpreten gespielt werden. Kein Mensch wird in der Lage sein, einen Klang auf einem Instrument zu erzeugen, der in höchstem Maße als konstant anzusehen ist. Lautstärkeschwankungen und geringfügige Veränderungen des Timbres werden mit physikalischen Methoden in der Größenordnung einiger Prozent immer nachzuweisen sein. Damit wäre die erste Kategorie von Inkonstanzen, die durch den Interpreten bedingt ist, dargelegt.
Eine zweite Kategorie von Inkonstanzen führt vom Instrument selbst her. Diese Kategorie umfaßt die Nebengeräusche wie Anblasgeräusche bei Blasinstrumenten, stochastische Frequenz- und Amplitudenmodulationen durch mechanische Eigenresonanzen der Resonatoren (Vibrieren der Zinnpfeifen einer Orgel, Schwin-

gungsbäuche auf den Klangboden der Streichinstrumente usw.), Luftwirbel in den Resonatoren von Blasinstrumenten, Mitschwingen der Leersaiten sowie des hinteren Endes der gedrückten Saite eines Saiteninstruments und dergleichen mehr. In diesen Inkonstanzen ist der Grund für den musikalischen Wert von Naturtönen zu sehen. Vollelektronische Klangerzeuger wie z. B. die Orgel oder der Synthesizer ermüden schnell den Zuhörer durch ihre technisch „sauberen" Klänge. Die Inkonstanzen in den Naturklängen sind der wesentlichste Grund dafür, den Klang der eingeschwungenen Phase nicht als stationären, sondern als quasistationären Klang zu bezeichnen. Bei polyphon spielbaren Instrumenten kommt noch eine dritte Kategorie hinzu – die Interferenzen.

2.5. Schwebungen (Interferenzen)

Werden von 2 Schallquellen sinusförmige Töne abgegeben, die sich in ihrer Frequenz nur geringfügig unterscheiden, so wird ein Interferenzton hörbar. Liegt der Interferenzton unter der tiefsten Hörfrequenz (kleiner 16 Hz), so läßt sich der Interferenzton als Lautstärkeschwankung wahrnehmen. Derartige Interferenzen treten immer auf, wenn verschiedene Töne bzw. Klänge mit geringfügiger Differenz ihrer Frequenzen zusammen erklingen. Dieser Fall ist in einem Orchester immer gegeben, denn die Einzeltöne mit gleichem Notenwert werden geringfügig gegeneinander differieren. Interferenzen können im Akkordspiel auch zwischen den Obertönen auftreten.

Bei einer großen Pfeifenorgel ertönen bei reicher Registrierung (z. B. Tutti) bis zu 20 und mehr Pfeifen je Taste. Viele dieser Pfeifen sind dabei auf den jeweiligen Grundton gestimmt, ein anderer Teil auf entsprechende Oktaven bzw. Aliquoten (Aliquotregister sind Terz-, Quart- und Quintregister). Die Stimmung der Pfeifen wird immer etwas differieren, so daß es zu mannigfaltigen Interferenzen im Gesamtklang kommt. Spielt man jedoch auf der Orgel nicht nur einen Ton an, sondern einen breitgefächerten Akkord, so wird die Anzahl der möglichen (und natürlich auch realen) Interferenzen fast unüberschaubar. Diese vielen Interferenzen sind ein weiterer Grund für den lebendigen Klang einer Pfeifenorgel und für die einem langausgehaltenen Akkord innewohnende Dynamik.

3. Aufbau und Wirkungsweise von Synthesizern

Im vorangegangenen Teil wurden die Bestimmungsgrößen von Klängen sowie die klanglichen Spezifika von Naturinstrumenten erläutert. Es wäre nun unsinnig, eine Maschine konstruieren zu wollen, die die gesamte oder doch zumindest eine große Palette der Klänge von Naturinstrumenten nachsynthetisieren kann. Abgesehen davon, daß das nur mit einem sehr großen technischen Aufwand möglich wäre, ist ein solches Ansinnen unreal, denn die Existenz einer solchen Maschine brächte gegenüber den vorhandenen Naturinstrumenten keine Vorteile. Die Entwicklung der elektronischen Orgeln von der *Hammond*-Orgel über die *Welte*-Lichttonorgel, das *Sala*-Trautonium bis zu den modernen elektronischen Orgeln fußte nicht in dem Wunsch, die Pfeifenorgel zu ersetzen, sondern neue Instrumente mit neuartigen Klängen und Möglichkeiten zu schaffen. Ebenso verhalten sich die Dinge bei allen anderen Keyboards. Mit umfangreich ausgelegten Studiosynthesizern sind zwar schon im multi-play-Verfahren klassische Werke eingespielt worden, indem die Naturinstrumente weitgehendst nachsynthetisiert wurden. Das Hauptanliegen solcher Experimente ist aber die Erschließung neuer klanglicher Bereiche. Von einem Synthesizer wird demzufolge verlangt, daß er die technischen Voraussetzungen für eine große Anzahl von klanglichen Möglichkeiten in sich birgt. Entsprechend den bei den Naturinstrumenten gefundenen Klangphänomenen werden folgende wahlweise einzustellenden Parameter verlangt:

Tonumfang:	Gesamter NF-Bereich 16 Hz bis 20 kHz
Anschlagspercussion:	extrem hart (spontan) bis 2 s
Abklingverhalten:	extrem kurz bis zu maximal 10 s
Staccatospiel:	einstellbare vorgegebene Klangdauer von 0,1 s bis zu mehreren Sekunden
Glissandospiel:	einstellbare Schnelligkeit der Glissandobewegung von 0 bis etwa 1 s
Tonhöhenverstimmung:	mit Widerstandsbandmanual, Regler oder Berührungskontakt

Modulationen:	wahlweise Modulation des Tonoszillators mit unterschiedlich geformten Wechselspannungen regelbarer Frequenz, Modulation mit weißem oder rosa Rauschen, Amplitudenmodulation des Audiosignals mit unterschiedlich geformten Wechselspannungen vom Tremolo bis zum repeat, Percussion, Amplitudenmodulation mit weißem bzw. rosa Rauschen
mitlaufende Formanten:	wahlweise Einstellung der Kurvenform des Audiosignals (Rechteck, Sägezahn, symmetrische Dreieckschwingung, Trapez, Nadelimpulse und Sinus)
feste Formanten:	wahlweise einstellbares selektives Filter über den gesamten Spielbereich, wahlweise Einstellung der Selektionsschärfe dieses Filters
verschiebbare Formanten:	Steuerung der Resonanzfrequenz des Filters; a – manuell durch Regler, b – mit der Tonhöhe mitlaufend – gesteuert durch das Manual, c – automatischer Ablauf der Mittenfrequenzverschiebung des Filters bei jedem Tastenanschlag, d – freie Kombinationen zwischen a, b und c

Mit einem Instrument, das diese Fülle von wahlweisen Einstellungen der Klangkomponenten gestattet, lassen sich Naturklänge annähernd nachbilden, aber was viel wesentlicher ist, völlig neuartige dynamische Klangstrukturen erzeugen. Am Beispiel des Übersichtsschaltplans Bild 3.1 soll die Funktion eines Synthesizers dargestellt werden.

Von der Stromquelle I_q wird ein hochkonstanter Strom in die Widerstandskette R1 bis R_n eingespeist. Da alle Widerstandswerte gleich sind (sie dürfen nur maximal 1% gegeneinander tolerieren), bildet sich über jedem der Widerstände der gleiche Spannungsabfall heraus. Der letzte Teilerwiderstand liegt gegen Masse,

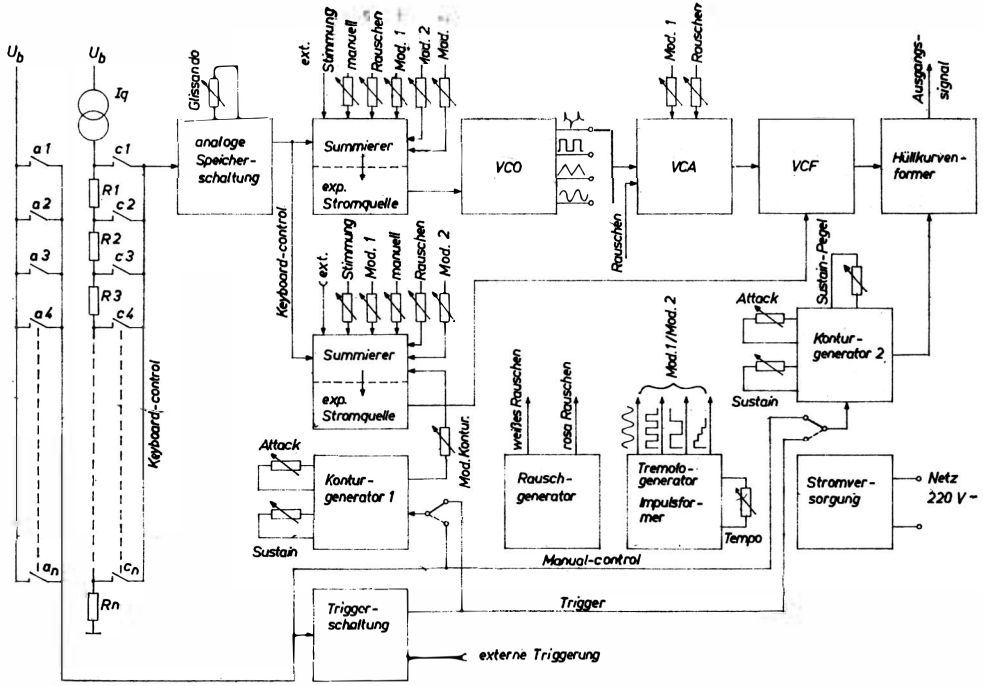


Bild 3.1
Übersichtsschaltplan eines Musiksynthesizers

demzufolge ist über die Manualkontakte c1 bis c_n eine um den gleichen Betrag steigende Spannung vom Kontakt c_n (niedrigste Spannung) bis zum Kontakt c1 (höchste Spannung) auf die Steuerleitung „keyboard control" aufschaltbar. Diese Steuerspannung gelangt an das spannungsgesteuerte Filter (VCF – *v*oltage *c*ontrolled *f*ilter) und an den Funktionsblock Analogspeicher und Exponentialstromquelle.

Die Analogspeicherschaltung hat die Aufgabe, den einer beliebigen Taste zugeordneten Spannungswert des keyboard-control-Signals über eine gewisse Zeit zu speichern. Das geschieht im allgemeinen dadurch, daß ein verlustarmer Kondensator (Kunststoffoliekondensator) über die niederohmige Widerstandskette und die Manualkontakte c1 bis c_n aufgeladen wird. Zwischen Widerstandskette und Ladekondensator befindet sich ein von 0 bis zu einem festen Widerstandswert veränderbarer Regler, der die Umladung des Kondensators zwischen verschiedenen Tastenanschlägen verzögert. Die hörbare Klangänderung wird zwischen den Anschlägen zweier unterschiedlicher Tasten je nach Stellung des Reglers abrupt oder gleitend sein.

Der am Speicherkondensator anstehende Spannungswert wird über einen als Elektrometerverstärker geschalteten Operationsverstärker bzw. einen FET-Verstärker abgegriffen und der Exponentialstromquelle aufgeschaltet. Die Exponentialstromquelle besteht aus den beiden Funktionsblöcken „Summierverstärker" und „Exponentialverstärker". Aus den Steuersignalen „keyboard control", Festspannung zur Bereichsumschaltung, Rauschsignal, Stimmung, Handsteuerung per Bandmanual, Modulation und eventuell externer Steuerung wird mit dem Summierverstärker ein Summensignal gebildet, das man im nachfolgenden Exponentialverstärker in erforderlicher Weise verstärkt.

Zum Verständnis dieser Schaltung ist es erforderlich, die Frequenzverhältnisse des Tonsystems darzulegen. Jede Oktave stellt eine Verdopplung der Tonhöhe und damit der Frequenz dar. Durch die gleichschwebende Stimmung wurde eine gleichmäßige Aufteilung der 12 Halbtonschritte einer Oktave mit dem Intervall $\sqrt[12]{2}$ zwischen den Halbtönen eingeführt. Bild 3.2 zeigt in einem Diagramm die Frequenz als Funktion der Notenwerte.

Durch die gleiche Wahl der Widerstandswerte der Teilerkette des Manuals besteht eine lineare Proportionalität zwischen Notenwert

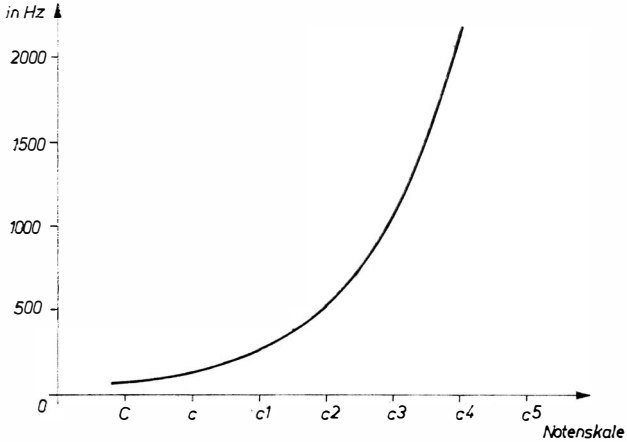


Bild 3.2 Frequenz als Funktion der Notenskale

und Spannungshöhe des „keyboard control"-Steuersignals. Die spannungsgesteuerten Oszillatoren (VCO – *v*oltage *c*ontrolled *o*szillator) weisen ebenso eine angestrebte strenge lineare Proportionalität zwischen Steuerspannung und Frequenz auf, so daß ein Funktionsblock zwischengeschaltet werden muß, der die lineare Proportionalität zwischen Steuerspannung und Notenwert in die exponentielle Funktion unseres Tonsystems umwandelt. Bild 3.3 soll diese Zusammenhänge verdeutlichen.

Durch einen Operationsverstärker mit nichtlinearem Bauelement im Rückkopplungszweig wird der Exponentialverstärker realisiert. Diese Baugruppe ist als die technisch diffizilste zu bezeichnen, denn es werden die nur schwer zu realisierenden Forderungen nach thermischer Konstanz und Funktionstreue über einen großen Bereich gestellt. Bauelemente, deren Spannungs-Strom-Kennlinie keine Gerade beschreiben, sind meist auch thermisch instabil, so daß man umfangreiche Kompensationsmaßnahmen durchführen muß. Bild 3.4 zeigt das Prinzipschaltbild einer exponentiellen Stromquelle.

An den VCO werden bezüglich Proportionalität zwischen Steuerspannung (bzw. Steuerstrom) und Frequenz, thermischer Stabi-

Bild 3.3 Steuerspannung als Funktion der Notenskala; Kurve 1: Spannung am Speicherkondensator C_1, Kurve 2: Ausgangsspannung des Exponentialverstärkers

Bild 3.4 Prinzipschaltbild eines Exponentialverstärkers

lität und Wandlungsbereich ebenfalls hohe Anforderungen gestellt. Am geeignetsten haben sich dafür U/f-Umsetzer nach dem Integrationsverfahren erwiesen. Das Wirkungsprinzip soll kurz dargelegt werden:

Ein Kondensator C_L wird über einen Verstärker zeitlinear von einem Strom I_L aufgeladen. Am Ausgang A1 der Integratorschaltung liegt die Ladespannung U_L des Kondensators. Dem Integrator ist ein Schwellwertschalter mit großer Hysterese, d. h. unterschiedlicher Ein- und Ausschaltspannung, nachgeschaltet. Erreicht die Ausgangsspannung des Integrators die Einschaltschwelle des Schwellwertschalters, so kippt dieser in seine zweite stabile Lage. Durch diesen Schaltvorgang wird ein Strom umgekehrter Polarität auf den Integrationskondensator geschaltet bzw. er wird durch ein elektronisches Schaltelement (z. B. MOSFET) kurzgeschlossen. Dadurch sinkt die Ladespannung des Kondensators sehr schnell ab, die analoge Ausgangsspannung des Integrators sinkt unter die Ausschaltspannung des Schwellwertschalters, wodurch der Ladestrom I_L umgekehrter Polarität bzw. der Kurzschluß des Integrationskondensators wieder aufgehoben wird und ein neuer Ladezyklus ablaufen kann (Bild 3.5). Die Steilheit der Aufladekurve am Ladekondensator C_L ist direkt proportional dem Ladestrom, denn es gilt

$Q = it$;

Q – Ladungsmenge in As, i – Ladestrom in A, t – Ladezeit in s.

Da aber auch

$Q = CU$

ist, kann gesetzt werden:

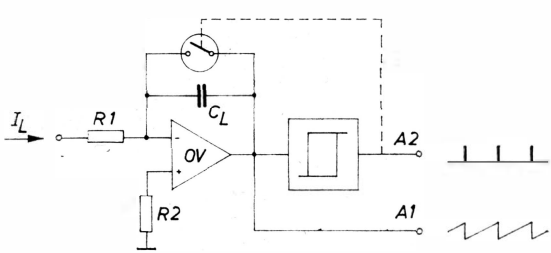


Bild 3.5 Prinzipdarstellung eines U/f-Umsetzers mit Rückstellung durch Kurzschluß des Integrationskondensators

$it = CU.$

Daraus ergibt sich $U = \frac{it}{C}$.

Entsprechend der letzten Beziehung ist die Steilheit $\frac{\mathrm{d}U}{\mathrm{d}t}$ direkt proportional dem Ausdruck $\frac{i}{C}$. Da C = konst. (Kapazität des Ladekondensators) gilt, folgt die Steilheit streng proportional dem Ladestrom i. Der Strom i sei für diese Betrachtungen konstant.

Die Einschalt- als auch die Ausschaltspannung des Schwellwertschalters sind ebenfalls konstant, so daß die zeitliche Folge der Ladezyklen, d. h. die Frequenz, direkt proportional dem Ladestrom I_L ist. Bild 3.6 soll die dargelegten Vorgänge verdeutlichen.

Weiterführende Literatur zu den Spannungs-Frequenz-Umsetzern ist in [4], [5], [6] zu finden.

Das am Ausgang A1 (Bild 3.5) anstehende Sägezahnsignal wird u. a. als Audiosignal der Klangformungseinheit (Modifiziereinheit) zugeführt. Um auch andere Signalformen mit ihren spezifischen Oberwellenspektren zur Verfügung zu haben, werden an Ausgang 1 oder an Ausgang 2 des VCO weitere Impulsformerstufen angeschlossen. Impulsformerstufen für diesen Zweck können sein:

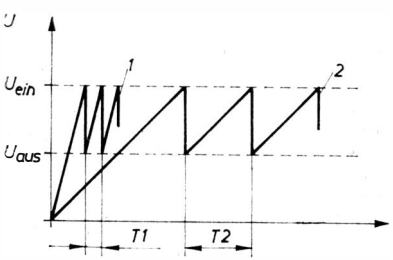


Bild 3.6 Spannungsverläufe am Integrationskondensator;
Kurve 1: Spannungsverlauf bei großem Ladestrom;
Kurve 2: Spannungsverlauf bei kleinem Ladestrom,
$T_1 = T_2$ = Zeitdauer für einen Ladevorgang bis zur Rücksetzung

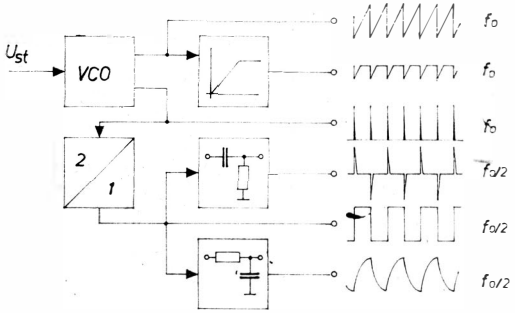


Bild 3.7 Möglichkeit der Impulsformung im Anschluß an den VCO

Spannungsbegrenzer — zur Erzeugung trapezförmiger Signale,
Binärteiler – zur Erzeugung von Rechtecksignalen halber Frequenz,
Differenzierglieder – zur Erzeugung nadelförmiger Signale,
Integratoren – zur Erzeugung oberwellenarmer sinusähnlicher Signale,
Approximierer – zur Erzeugung von Sinussignalen aus Dreieckspannungen,
Summationsnetze – zur Erzeugung treppenförmiger Signale.
Bild 3.7 zeigt eine Möglichkeit der Impulsformung.
Entsprechend Bild 3.1 schließt sich an den Funktionsblock „VCO mit Impulsformung" die Modifiziereinheit an, die sich aus den

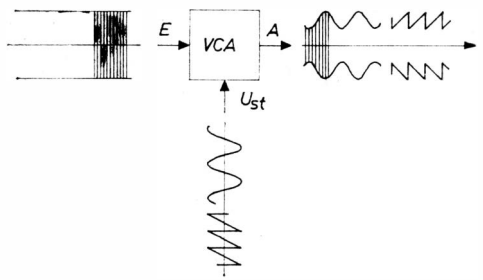


Bild 3.8 Wirkung des VCA auf das vom VCO/Impulsformerteil kommende Audio-Signal

Funktionsblöcken VCA (*v*oltage *c*ontrolled *a*mplifier – spannungsgesteuerter Verstärker), VCF (*v*oltage *c*ontrolled *f*ilter – spannungsgesteuertes Filter) und Hüllkurvenformer zusammensetzt. Der VCA ist eine Baugruppe, die das auf den Eingang geschaltete Audiosignal mit einer Steuerspannung in seiner Amplitude verändert. Durch einen Regler kann die Höhe der steuernden Spannung verändert werden, so daß sich die Wirkung des VCA auf das Audiosignal von 0 bis zur maximalen Amplitudenmodulation einstellen läßt. Anhand von Bild 3.8 werden die Zusammenhänge verdeutlicht.

Bei entsprechender Höhe der Steuerspannung geht die Amplitudenmodulation des Audiosignals in den Chopperbetrieb über. Diese Betriebsart entspricht dem „repeat-percussion"-Register, wie es handelsübliche Elektronenorgeln aufweisen.

Aus Bild 3.9 ist der Unterschied zwischen Amplitudenmodulation und Chopperbetrieb unter Verwendung einer rechteckförmigen Steuerspannung zu ersehen.

Die Steuerspannungen für den VCA werden von Hilfsoszillatoren wie Niederfrequenzgeneratoren (0,5 bis 30 Hz), Rauschgeneratoren oder Impulsgeneratoren erzeugt.

Das durch den VCA modifizierte Audiosignal gelangt anschließend an das VCF. Das VCF ist als steiler Tief-, Hoch- oder Bandpaß ausgebildet, dessen Grenz- bzw. Mittenfrequenz sich mit einer Steuerspannung verändern läßt. In den *Moog*-Synthesizern wird z. B. ein steiler Tiefpaß mit veränderlicher Grenzfrequenz

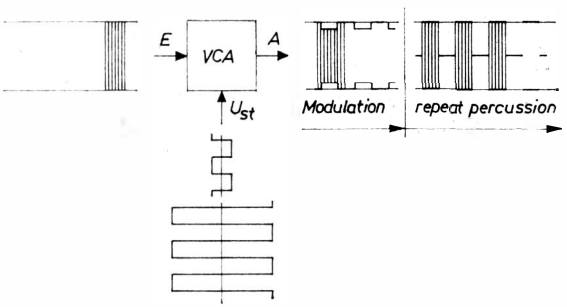


Bild 3.9 Modulations- und Chopperbetrieb des VCA unter Verwendung einer rechteckförmigen Steuerspannung

eingesetzt, dessen Übertragungscharakteristik durch eine in ihrer Wirkung einstellbare positive Rückkopplung (Mitkopplung) vom Tiefpaß über den angenäherten Bandpaß bis zum Oszillator verändert werden kann.

Das vom Impulsformerteil kommende Audiosignal ist auf Grund der Kurvenverläufe (Rechteck, Trapez, Sägezahn, Nadelspitzen usw.) sehr oberwellenreich. Durch das Einschalten eines Filters in den Audiosignalfluß werden entweder die Oberwellen ab Grenzfrequenz des Tiefpasses unterdrückt oder bei Bandpaßverhalten des Filters die im Durchlaßbereich liegenden Oberwellen verstärkt. Im letzteren Fall bilden sich dementsprechend feste Formanten aus. Da die Formanten durch die Steuerspannung verschoben werden können, bezeichnet man sie auch als gleitende Formanten. Bild 3.10 zeigt die Wirkung eines Bandpaßfilters auf die Oberwellen.

Wird als Steuerspannung eine sinusförmige Wechselspannung niedriger Frequenz verwendet, so ergibt sich ein wa-wa-ähnlicher Effekt im Klangbild. Bei Verwendung von rechteckförmigen Steuersignalen ändert sich die Klangfärbung im Takt der Steuerspannung abrupt. Einen besonderen Klangeffekt erzielt man, wenn eine Klangveränderung mit jedem Tastenanschlag erfolgt. Dazu wird das vom zweiten Kontaktsatz des Manuals kommende Triggersignal als Steuersignal für das Filter verwendet. Bei jedem neuen Tastenanschlag erzeugt eine Impulsschaltung einen kurzen Triggerimpuls, der zur Ansteuerung des Konturgenerators verwendet wird. Der Konturgenerator besteht aus einem monostabilen Multivibrator mit veränderlicher Kippzeit und einer RC-Ladeschaltung mit unabhängig voneinander einstellbaren Auf-

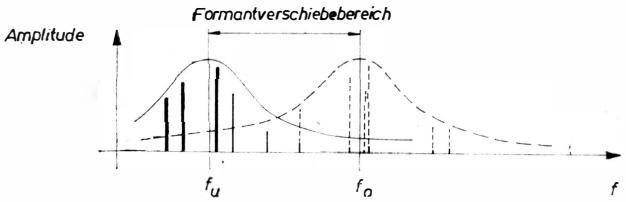


Bild 3.10 Wirkung eines spannungsgesteuerten Filters mit Bandpaßcharakteristik auf die Frequenzanteile im Audiosignal

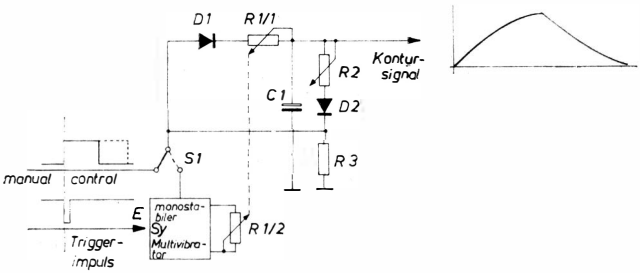


Bild 3.11 Prinzipieller Aufbau des Konturgenerators

und Entladezeiten. Anhand von Bild 3.11 soll die prinzipielle Wirkungsweise des Konturgenerators erläutert werden.

Bei jedem Tastenanschlag erscheint am Synchroneingang E des Monoflop der Triggerimpuls, der den Multivibrator startet. Die Haltezeit des Multivibrators wird mit dem Regler R1/2, der mechanisch mit R1/1 gekoppelt ist (Tandempotentiometer), von 10 ms bis 2 s eingestellt. Der positive Ausgangsimpuls des Multivibrators gelangt über den Schalter S1 an die in Flußrichtung geschaltete Diode D1 sowie an den Widerstand R3. Der Kondensator C1 wird über den veränderlichen Widerstand R1/1 nach einer e-Funktion aufgeladen. Über R2 kann während des Aufladevorgangs kein Strom abfließen, da durch die während dieser Zeit an R3 anstehende Spannung die Diode D2 gesperrt ist. Die Aufladezeitkonstante wird also nur durch R1/1 und den Wert des Ladekondensators C1 bestimmt. Sobald der Multivibrator in seine Ausgangslage zurückkippt, öffnet D2, während D1 durch die vorhandene Ladespannung an C1 gesperrt wird. Der Entladestrom kann demzufolge nur über R2 abfließen. Diese Schaltung gestattet eine unabhängig voneinander einstellbare Auf- und Entladung des Kondensators C1. Das Impulsschema in Bild 3.12 verdeutlicht die Vorgänge noch einmal.

Wird der Schalter S1 in die andere Schaltstellung gebracht, dann bekommt die Ladeschaltung ihre Eingangsspannung direkt vom zweiten Kontaktsatz des Manuals. Die Auf- und Entladevorgänge spielen sich in der beschriebenen Art und Weise ab. In dieser Betriebsart wird jedoch der Aufladevorgang nicht automatisch durch das Rückkippen des Multivibrators abgebrochen, sondern durch das Loslassen der Taste am Manual.

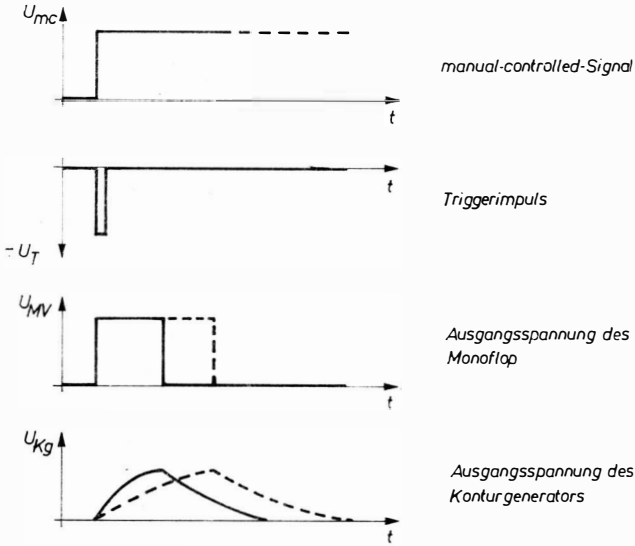


Bild 3.12 Impulsschema bei der Auslösung des Konturgenerators

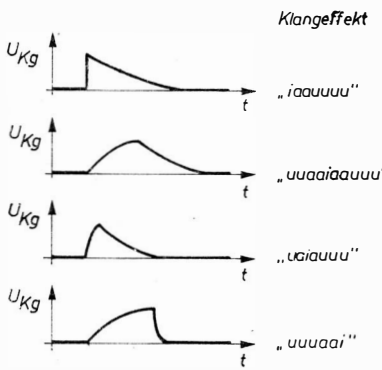


Bild 3.13 Verschiedene Konturabläufe des Konturgenerators sowie der dynamische Einfluß des VCF auf den Klang

Das Ausgangssignal des Konturgenerators gelangt über einen Regler als Steuersignal an den Steuereingang des VCF. Es wird nun klar, daß sich die verschiedensten dynamischen Klangabläufe mit jedem Tastenanschlag einstellen lassen. In Bild 3.13 werden einige der Einstellmöglichkeiten dargestellt.
Das durch das VCF beeinflußte Audiosignal gelangt abschließend auf die letzte Baugruppe innerhalb der Modifiziereinheit, den Hüllkurvenformer. Im Hüllkurvenformer wird der Amplitudenverlauf des Audiosignals für jeden Tastenanschlag festgelegt. Die Baugruppe Hüllkurvenformer setzt sich aus 2 bereits beschriebenen elektronischen Schaltungen zusammen:

1. einem spannungsgesteuerten Verstärker VCA,
2. einem Konturgenerator.

Bei jedem Tastenanschlag erzeugt der Konturgenerator ein Kontursignal, das in bezug auf Anstieg- und Abfalldauer den voreingestellten Reglern entspricht. Auch bei diesem Konturgenerator kann der Multivibrator getriggert bzw. die Ladeschaltung vom zweiten Kontaktsatz des Manuals gesteuert werden. Das Kontursignal steuert seinerseits den VCA, der dem Audiosignal diese Kontur, auch Hüllkurve genannt, aufprägt. In Bild 3.14 ist der Übersichtsschaltplan des Hüllkurvenformers zur Veranschaulichung dargestellt.
Der Hüllkurvenformer hat die Priorität auf die Klangformung innerhalb der Modifiziereinheit. Klangbeeinflussungen, die durch das VCF bedingt sind und wesentlich langsamer ablaufen als die Abläufe des Hüllkurvenformers, werden nicht oder nur z. T.

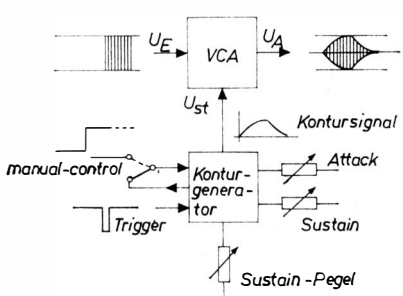


Bild 3.14 Übersichtsschaltbild des Hüllkurvenformers

hörbar, da die Amplitude zwischenzeitlich bereits auf 0 gesteuert wurde. In der Betriebsart „Triggerbetrieb" lassen sich extrem kurze Klänge, abrupt einsetzende und langsam abklingende Klänge, langsam anschwellende und abrupt abbrechende Klänge sowie alle denkbaren Zwischenstufen einstellen. Besonders eigenwillig sind Klänge, deren Anschwelldauer länger gewählt wurde als die Abklingdauer, da derartige Klänge in der Natur kaum vorkommen. Bei einigen kommerziellen Instrumenten kann durch einen Regler „Abklingpegel" (engl.: sustain level) eine Restamplitude eingestellt werden, die nach dem Ablauf der Kontur bis zum Loslassen der Taste stehenbleibt. Wird die Betriebsart „manual controlled" gewählt, so schwillt der Klang nach Drücken einer Taste entsprechend der Reglerstellung „An-

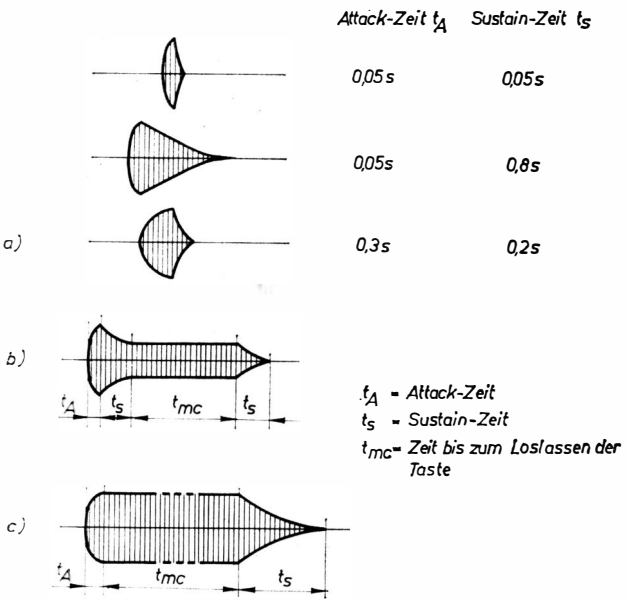


Bild 3.15 Amplitudenverläufe des Audiosignals bei verschiedenen Reglereinstellungen der Regler „Anschwelldauer" (Attack), „Abklingdauer" (Sustain) und „Sustain Level"; a — Betriebsart „Triggerbetrieb", b — Triggerbetrieb mit „Sustain Level", c — Betriebsart „manual controlled"

schwelldauer" an, behält dann seine maximale Intensität und verklingt nach Loslassen der Taste gemäß Reglerstellung „Abklingdauer".
In Bild 3.15 sind einige Einstellmöglichkeiten und die dazugehörigen Amplitudenverläufe angegeben.
Neben den bisher behandelten Funktionsgruppen enthalten die handelsüblichen Synthesizer weitere elektronische Schaltungen, die aber nicht primär notwendig sind, sondern den Gebrauchswert eines derartigen Instruments erhöhen. Die Gruppe dieser Hilfsschaltungen umfaßt:
- Hilfsoszillatoren,
- interne Sequenzereinheit,
- Rauschquellen,
- pseudostochastischer Generator,
- 440-Hz-Stimmgenerator,
- Kopfhörerverstärker/Ausgangsstufe.

Zu den Hilfsschaltungen sollen innerhalb dieses Abschnitts nur einige prinzipielle Erläuterungen zum besseren Verständnis des folgenden Stoffes gegeben werden. Die Schaltungsbeschreibungen sind in den Abschnitten 4.8.1. bis 4.8.3. zu finden.
Als Hilfsoszillatoren werden einfache Generator- und Schwingschaltungen bezeichnet, deren sinus-, sägezahn- oder rechteckförmige Ausgangsspannung zur Steuerung des VCO, VCA bzw. VCF benutzt wird. Da diese Generatoren keinen hohen Anforderungen bezüglich Frequenzkonstanz, Klirrfaktor, Kurvenformtreue und Amplitudenkonstanz genügen müssen, kommen sehr einfache Schwingschaltungen zur Anwendung. Für die Erzeugung sinusförmiger Steuersignale werden fast ausschließlich RC-Phasenschiebergeneratoren bzw. *Wien*-Brücken-Generatoren ohne Regelschleife eingesetzt. Grundlegendes zu diesen Schaltungen ist in [7] zu finden. Die Frequenz dieser Generatoren läßt sich im Bereich von etwa 1 Hz bis maximal 30 Hz durchstimmen. Anstelle eines Sinusgenerators bzw. zusätzlich zu diesem kann ein Rechteckgenerator mit kontinuierlich veränderbarer Frequenz eingesetzt werden. Dazu eignen sich astabile Multivibratoren mit regelbarer Schwingfrequenz bei konstantem Tastverhältnis sehr gut. Diese können als quergekoppelter Multivibrator in diskreter Technik oder aber als Multivibrator unter Zuhilfenahme eines integrierten Operationsverstärkers aufgebaut sein.
Eine optimale Variante der Verknüpfung von verschiedenen

Hilfsoszillatoren soll im folgenden beschrieben werden. Einem in seiner Folgefrequenz kontinuierlich regelbaren Sinusgenerator wird ein Trigger nachgeschaltet, der das sinusförmige Signal in ein rechteckförmiges Signal mit einem Tastverhältnis von etwa 1 umformt. Dem Ausgang des Triggers folgen 2 in Reihe geschaltete Binärteiler, die ein Rechtecksignal mit der halben und der viertel Frequenz des Sinusgenerators liefern. Nach entsprechender Verknüpfung der Ausgangssignale der Teiler über Widerstandsnetzwerke erhält man weiterhin ein fallendes sowie ein steigendes Treppensignal. Durch die Kombination der 4 Baugruppen (Sinusgenerator, Trigger, zweimal Binärteiler) werden 6 verschiedene Steuerspannungen gewonnen, die phasenstarr zueinander stehen. Es ist durchaus legitim, diese Anordnung als „interne Sequenzereinheit" zu bezeichnen. Werden nämlich die verschiedenen Ausgangsspannungen zur Ansteuerung der Baugruppen des Audiotrakts, also VCO, VCA, VCF und Hüllkurvenformer, verwendet, so entstehen vielseitig veränderbare Klangrhythmen. Für diesen Zweck müssen alle Steuersignale in einer starren Phasenbeziehung zueinander stehen. Bild 3.16 zeigt den Übersichtsschaltplan einer internen Sequenzereinheit.
Literatur zur Thematik – Darstellung treppenförmiger Signale – findet der Leser in [8] und [19].
Zur Erzeugung von Windgeräuschen sowie zur Modulation der Stufen VCO und VCF mit stochastischen Signalen ist eine Rauschspannung erforderlich. Für Windgeräusche wird ein besonders homogenes Rauschen ohne Schrot- oder Prassel-Rausch-Kompo-

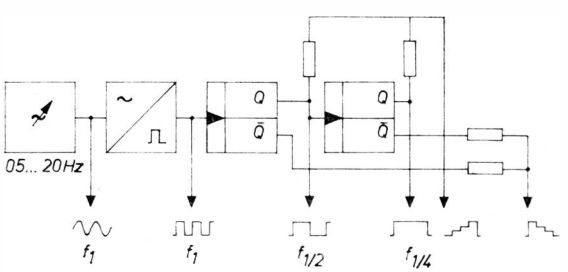


Bild 3.16 Übersichtsschaltplan der Impulsformereinheit, die dem Tremologenerator nachgeschaltet ist (interne Sequenzereinheit)

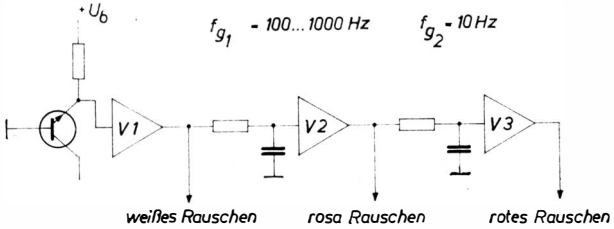


Bild 3.17 Übersichtsschaltplan eines Rauschgenerators mit den Rauschsignalmodifikationen rosa und rotes Rauschen

nenten benötigt. Dafür eignen sich sehr gut Rauschschaltungen, bei denen das Rauschen einer in Sperrichtung betriebenen Emitter-Basis-Diode eines Transistors verwendet wird. Das von der Diodenstrecke erzeugte Rauschen ist weißes Rauschen, d. h., alle Frequenzen sind im Mittel mit gleicher Energie in der Ausgangsspannung enthalten. Zur Ansteuerung des VCO werden jedoch modifizierte Rauschsignale benötigt, da weißes Rauschen wiederum nur als homogenes Rauschen im Klang erscheinen würde. Das weiße Rauschen wird durch RC-Tiefpässe zu rosa Rauschen (pink noise) und zu rotem Rauschen (red noise) umgewandelt. Rosa Rauschen läßt sich durch einen RC-Tiefpaß mit einem Abfall von 6 dB/Oktave erzeugen. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses liegt etwa zwischen 100 Hz und 1000 Hz. Durch einen weiteren Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von etwa 10 Hz, der dem vorher beschriebenen nachgeschaltet ist, wird rotes Rauschen ausgefiltert.

Die Modulation des VCO mit rotem Rauschen ergibt einen gläsernen, harschen Klang, der besonders bei kurzen klavierartigen Tönen zur Wirkung kommt. In Bild 3.17 ist der Übersichtsschaltplan des gesamten Rauschgenerators dargestellt.

Im Gegensatz zur Rauschquelle, die einen echten stochastischen Generator darstellt, kann man im Synthesizer pseudostochastische Generatoren zur Erzeugung von „Zufallsmusik" verwenden. Diese pseudo-stochastischen Generatoren werden üblicherweise mit einem digitalen Ringzähler, der einige Rückführungen erhält, realisiert. Eine derartige Schaltung ist aus Bild 3.18 zu ersehen.

Auf eine nähere Funktionsbeschreibung muß im Rahmen dieser

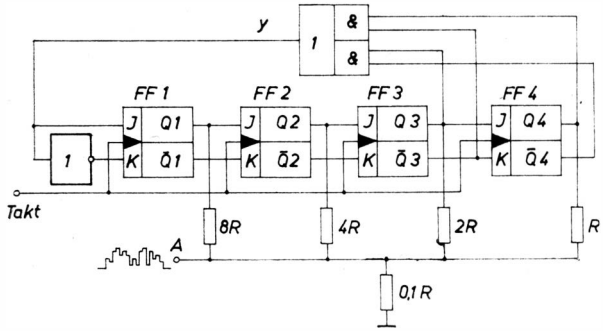


Bild 3.18 Bildung eines Steuersignals durch einen binären pseudostochastischen Generator

Veröffentlichung verzichtet werden. Näheres dazu ist in [4] zu finden. Es sei nur soviel gesagt, daß diese Schaltungsanordnung $N = 2^n - 1$ verschiedene, diskrete Schaltzustände erzeugt. Durch die Länge der Ringzählerkette kann die Anzahl der unterschiedlichen Schaltzustände beliebig vergrößert werden. Das durch Summation der Ausgangszustände der einzelnen Flip-Flop am Punkt A abgreifbare Ausgangssignal wird zur Steuerung des VCO verwendet.

Eine weitere Möglichkeit, ein stochastisches, jedoch ebenso zeitlich getaktetes Steuersignal für den VCO zu gewinnen, ist die Kombination einer Rauschquelle mit einer sample-and-hold-

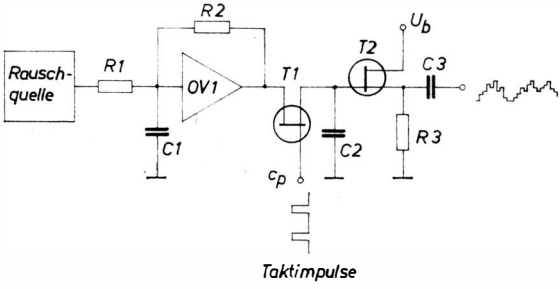


Bild 3.19 Übersichtsschaltplan eines getakteten stochastischen Generators

Schaltung. Eine derartige Schaltung ist in Bild 3.19 prinzipiell dargestellt.

Die Taktimpulse am Takteingang cp öffnen kurzzeitig den FET T1, wodurch das in diesem Augenblick zufällig am Ausgang des Operationsverstärkers OV1 anstehende Signal den Speicherkondensator C2 auflädt. Bis zum nächsten eintreffenden Taktimpuls kann diese Spannung am Sourcefolger T2 abgegriffen werden. Da die speisende Rauschquelle ein echter stochastischer Generator ist, sind die jeweils abgetasteten Summenspannungswerte ebenso stochastisch verteilt. Darin ist der generelle Unterschied zum pseudo-stochastischen Generator entsprechend Bild 3.18 zu sehen, der nur diskrete Spannungswerte an seinem Ausgang abgibt.

In einigen kommerziellen Instrumenten befindet sich eine elektronische Schaltung, die eine 440-Hz-Stimmfrequenz erzeugt. Nach diesem internen Generator wird im akustischen Schwebungsvergleich der VCO des Synthesizers gestimmt. Der Wert dieser Schaltung mag dahingestellt bleiben, da der Synthesizer fast immer im Zusammenspiel mit anderen Tasteninstrumenten arbeitet und bezüglich seiner Stimmung auf diese Instrumente eingeregelt werden muß.

Die meisten Instrumente haben einen internen Verstärker kleiner Leistung (< 1 W), der als Kopfhörerverstärker dient. Für Übungs- und Experimentierzwecke braucht demzufolge keine Verstärkeranlage angeschlossen zu werden.

Zwischen Modifiziereinheit und Ausgangsbuchse wird im allgemeinen eine kurzschlußfeste Trennstufe eingeschoben. Es ist günstig, den Ausgangspegel des Instruments im Bereich von 0,1 V bis 1 V regelbar zu gestalten. Dadurch können leicht Pegelanpassungen an den nachfolgenden Leistungsverstärker durchgeführt werden.

4. Baugruppen eines Synthesizers

Um dem kreativen Amateur Anregungen für den Eigenentwurf eines Synthesizers zu geben, werden in diesem Abschnitt die wichtigsten Funktionsgruppen schaltungstechnisch beschrieben. Ferner sind die wichtigsten Anschlußparameter angegeben, so daß es dem etwas erfahreneren Amateur kaum Schwierigkeiten bereiten dürfte, die Funktionsgruppen zu kombinieren. Eventuell muß man im Einzelfall einen Spannungsteiler bzw. einen Impedanzwandler (Emitterfolger) zwischen die Funktionsgruppen einfügen.

Bei der Konzeption eines Instruments sollten ebenfalls die unterschiedlichen Betriebsspannungen der Funktionsgruppen beachtet werden, da bei mehreren unterschiedlich benötigten Betriebsspannungen zum einen das Stromversorgungsteil komplizierter ausfällt und zum anderen die Potentialverhältnisse zwischen Ausgang und Eingang von aufeinanderfolgenden Funktionsgruppen genau beachtet werden müssen. Da jedoch aus effektiven Gründen TTL-Schaltkreise, analoge Schaltkreise und diskrete Halbleiterbauelemente gemeinsam zum Einsatz kommen, wird das Netzteil die erforderlichen Betriebsspannungen zur Verfügung stellen müssen. Es ist üblich, ein Netzteil einzusetzen, das 2 stabilisierte Spannungen von $+ U_b = 10$ bis 15 V und $- U_b = 10$ bis 15 V gegen einen gemeinsamen Bezugspunkt (Masse/GND) sowie die TTL-Betriebsspannung von $+ 5$ bis $+ 5{,}5$ V gegen Masse liefert. Die beiden Betriebsspannungen $+ U_b$ und $- U_b$ werden für die analogen IS benötigt; diskrete Schaltungen können entsprechend mit der Betriebsspannung $+ U_b$ gegen Masse betrieben werden. Sollte eine höhere Betriebsspannung notwendig sein, so ist der Betrieb dieser Schaltungen zwischen $+ U_b$ und $- U_b$ ebenfalls legitim. Im 2. Fall muß man lediglich beachten, daß das Massepotential um $+ U_b$ gegen das Bezugspotential dieser derart betriebenen Schaltungen versetzt ist.

4.1. Manual

4.1.1. Keyboardschaltung

Das Manual umfaßt bei handelsüblichen Synthesizern etwa $2^1/_2$ bis 4 Oktaven und schließt einen Tonumfang von beispielsweise $c^1 = 261{,}6$ Hz bis $g^4 = 3136{,}0$ Hz in der 8′-Lage ein. Für die folgenden Betrachtungen soll ein 3oktaviges Manual vom c^1 bis zum c^4 gewählt werden.

Es bieten sich generell 2 Möglichkeiten an, die Keyboardschaltung auszuführen:

1. Widerstandskette mit n gleichen, engtolerierten Widerständen. n entspricht der Anzahl der Tastenkontakte (erläutert im Abschnitt 3.).

Diese schaltungstechnische Variante setzt einen nachfolgenden Exponentialverstärker voraus, der die proportional ansteigende Spannung, die vom Spannungsteiler über die Tastenkontakte abgegriffen und in einer Speicherschaltung zwischengespeichert wird, in die erforderliche exponentiell ansteigende Steuerspannung für den VCO umsetzt. Diesem Exponentialverstärker würden über einen vorgeschalteten Summierverstärker weitere Steuerspannungen aufgeschaltet wie Modulationssteuerspannungen und Gleichspannungen zur Stimmung sowie zum Frequenzversatz des VCO. Das bedeutet, daß die Ausgangsspannung des Exponentialverstärkers im üblichen Umgebungstemperaturbereich von + 10 °C bis + 40 °C innerhalb von etwa 2 Zehnerpotenzen möglichst weniger als 1% von der mathematisch exakten Funktion $U_a = e^{kUe}$ abweichen soll. Diese Forderung wird selbst von kommerziellen Instrumenten trotz umfangreicher schaltungstechnischer Kompensationsmaßnahmen nicht immer befriedigend erfüllt. Ein weiteres Problem dürfte die Beschaffung von etwa 40 gleichen Widerständen mit einem Widerstandswert zwischen 1 Ω bis 47 Ω bei einer maximal zulässigen Toleranz von 1% sein. Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, wurde vom Autor ein anderer Weg beschritten, der sich unter amateurmäßigen Voraussetzungen gehen läßt, wenn auch einige nicht sehr wesentliche Einschränkungen an anderer Stelle in Kauf genommen werden müssen.

2. Widerstandskette mit exponentieller Aufteilung

Bei dieser Variante wird die Widerstandskette durch gestreckten

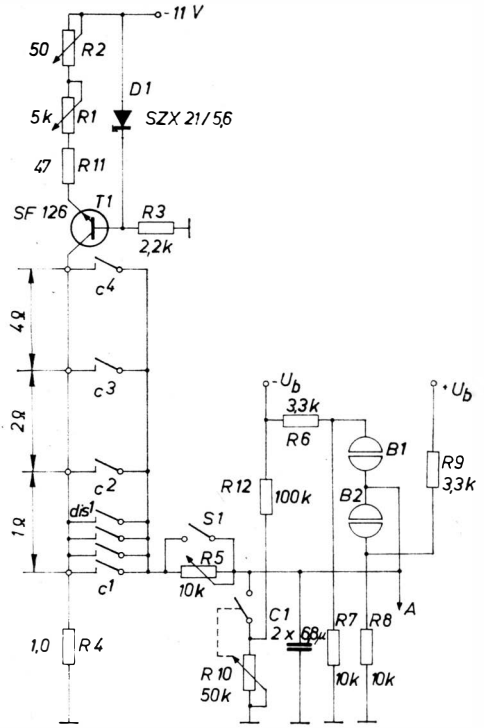


Bild 4.1 Keyboardschaltung

Widerstandsdraht, wie er von Drahtwiderständen abgewickelt werden kann, realisiert. Für die gesamte Widerstandskette benötigt man 3 Enden Widerstandsdraht von 1 Ω, 2 Ω und 4 Ω. Diese Widerstandsdrahtenden werden mit feinem Naßschleifpapier blank geschliffen und zwischen 2 Lötösen bzw. Klemmschrauben auf einem etwa 600 bis 800 mm langen Isolierkörper aus Pertinax oder PVC gespannt. Zum nachträglichen Kalibrieren der Widerstandsabschnitte für die einzelnen Tonhöhen muß mindestens die Speicherschaltung mit Gleichspannungsverstärker, der VCO und die Teilerkette funktionstüchtig sein.
Mit den Reglern R1 und R2 wird ein Strom von 10 mA, den man mit einem zwischengeschalteten Strommesser mißt, im Kollektor-

kreis der Stromquelle T1 eingestellt (Bild 4.1). Nachdem das Meßinstrument wieder entfernt wurde, können die einzelnen Töne, mit dem tiefsten Ton beginnend, kalibriert werden, indem der abisolierte Verbindungsdraht vom Tastenkontakt zum Widerstandsdraht (zweckmäßig dünne Schaltlitze LiY 0,15) auf dem blanken Teilerdraht 1 Ω so lange hin- und hergeschoben wird, bis die Frequenz des c^1 nach Frequenzzähler bzw. gutgestimmtem Klavier im akustischen Vergleich auf Schwebungsnull stimmt. An genau dieser Stelle lötet man das Stück Litzendraht an den Widerstandsdraht mit einer kleinen Lötstelle an. Bevor der nächsthöhere Ton (cis^1) kalibriert wird, muß der Widerstandsdraht völlig abgekühlt sein. Die jeweils dazugehörende Taste des Manuals kann mit einem Streichholz festgeklemmt werden. Sind alle Töne kalibriert, so werden die Widerstandsdrähte mit farblosem Nitrolack gegen Korrosion geschützt.

Die Funktionsweise der Keyboardschaltung sei anhand von Bild 4.1 beschrieben. Unter der Voraussetzung $R_C < R_E$ fließt durch den Transistor T1 ein Kollektorstrom von

$$I_C = \frac{U_Z - U_{BE}}{R_E} = \frac{5{,}6\ V - 0{,}6\ V}{500\ \Omega},$$

$$I_C = 10\ mA\ .$$

Der Basisstrom soll bei dieser Betrachtung vernachlässigt werden. Aus der Beziehung geht hervor, daß die Größe des Kollektorwiderstands R_C nicht in den fließenden Kollektorstrom I_C eingeht. Es handelt sich bei der Schaltung um eine einfache Konstantstromquelle, die einen mit R_E einstellbaren konstanten Strom durch einen in bestimmten Grenzen veränderlichen Lastwiderstand R_C fließen läßt. Auf Maßnahmen zur Verringerung der Temperaturabhängigkeit soll an dieser Stelle verzichtet werden, sie sind in [9] nachzulesen.

Im Versuchsaufbau des Autors konnten entsprechende Maßnahmen entfallen, da der Temperaturgang der Stromquelle ausreichend gering war. Der Emitterwiderstand, der entsprechend der Berechnung einen Wert von 500 Ω hat, ist durch eine Reihenschaltung der 2 Drahtpotentiometer 50 Ω und 5 kΩ sowie den 50 Ω Pufferwiderstand realisiert. Bei der Einstellung des Sollstroms von 10 mA wird der Fein-Stimmregler 50 Ω in die Mitte gestellt, während mit dem Verstimmungsregler 5 kΩ die Strom-

einstellung vorgenommen wird. Der an diesem Regler eingestellte Widerstandswert beträgt dann etwa 430 Ω. Es ist zweckmäßig, an der Achse des Reglers R1 eine justierbare Kugel- oder Federrastung zu montieren, damit das Instrument nach einer Manipulation mit diesem Regler schnell wieder in die richtige Stimmung gebracht werden kann. Der Pufferwiderstand R11 begrenzt den maximalen Kollektorstrom auf etwa 100 mA für den Fall, daß beide Regler R1 und R2 auf 0 Ω gestellt wurden.

Die maximal auftretende Verlustleistung am Transistor T1 beträgt 600 mW. Bei dieser Leistung und Umgebungstemperaturen von maximal 40 °C darf der Transistor freitragend ohne zusätzliche Kühlungsmaßnahmen betrieben werden. Dennoch empfiehlt es sich, dem Transistor einen Kühlstern aufzustecken.

Über dem Widerstand R4, der zweckmäßigerweise aus Widerstandsdraht gefertigt und an einer Meßbrücke abgeglichen wird, liegt bei einem durch die Widerstandskette fließenden Strom von 10 mA eine Spannung von 10 mV gegen Masse an. Über den geschlossenen Tastenkontakt c1 (= c^1) und den geschlossenen Schalter S1 wird der Speicherkondensator C1 in einer sehr kurzen Zeit auf diese 10 mV aufgeladen. Am Tastenkontakt c2 (= cis^1) steht bei exakter Kalibrierung eine Spannung von

$$U_{cis} = U_c \cdot \sqrt[12]{2} = 10\ \text{mV} \cdot 1{,}0594\ ,$$

$$U_{cis} = 10{,}6\ \text{mV (gerundet)}\ .$$

Am Tastenkontakt c3 (= d^1) steht demzufolge die Spannung

$$U_d = U_{cis} \cdot \sqrt[12]{2} = 10{,}594\ \text{mV} \cdot 1{,}0594\ ,$$

$$U_d = 11{,}223\ \text{mV}\ .$$

Wie bereits im Abschnitt 3. dargelegt, besteht zwischen allen Halbtonschritten der temperierten Tonskale das Verhältnis $\sqrt[12]{2}$. Wird beispielsweise der Kontakt c3 geschlossen, so lädt sich der Speicherkondensator C1 auf die an diesem Teilstück der Widerstandskette stehende Spannung von 11,22 mV auf. Bei nachfolgendem Schließen des Kontakts c1 fließt so viel Ladung, wie der Kondensator gespeichert hat, wieder über den Rest der Widerstandskette einschließlich des Schlußwiderstands R4 nach Masse ab, bis die Spannungsdifferenz zwischen U_C und U_{R4} 0 beträgt.

Es liegen nach Beendigung des Umladevorgangs wieder 10 mV am Speicherkondensator an. Wegen der Niederohmigkeit der Teilerkette sowie des relativ großen maximalen Ladestroms von 10 mA laufen die Umladevorgänge in einer sehr kurzen Zeit ab, so daß bereits ein kurzer Tastenanschlag genügt, um den Kondensator auf die jeweilige Spannung auf- bzw. umzuladen. Bei geöffnetem Schalter S1 (Glissando ein) erfolgt die Umladung des Speicherkondensators C1 über den regelbaren Widerstand R5. In der linken Anschlagstellung beträgt der Widerstandswert des Reglers R5 0 Ω, somit setzen die Umladungsvorgänge, wie beschrieben, spontan ein, d. h., die Tonhöhenwechsel sind bei Anschlag verschiedener Tasten abrupt. Wird mit dem Regler R5 ein beliebiger Widerstandswert eingestellt, dann laufen die Umladungsvorgänge nach folgender Beziehung ab:

$$U_C(t) = U_T\left(1 - e^{\frac{-t}{RC}}\right) \qquad \text{für die Aufladnng ,}$$

$$U_C(t) = U_T \cdot e^{\frac{-t}{RC}} \qquad \text{für die Entladung ;}$$

mit U_C – Spannung am Speicherkondensator, U_T – Spannung am Widerstandsteiler, t – Zeit in s, RC – Zeitkonstante. Im konkreten Fall ist die Zeitkonstante $R_5 \cdot C_1$.

Die Umladungsvorgänge laufen also nach einer e-Funktion ab. Je größer der Widerstand R5 eingestellt wird, um so größer wird das Produkt R_5C_1 und um so mehr Zeit t muß verstreichen, bis sich die Spannung U_C dem angelegten Wert der Teilerspannung U_T angeglichen hat. Mit dem gewählten Reglerwiderstand R5, dessen Wert sich zwischen 0 und 10 kΩ kontinuierlich einstellen läßt, sind die erforderlichen Glissandozeiten (Zeit von der 1. Tonhöhe bis zum Erreichen der nächsten angeschlagenen Tonhöhe) gut einregelbar. Die Glissandozeit wird dem Tempo und dem Charakter des musikalischen Stückes gemäß vorher eingestellt und kann dann während des Spiels mit dem Schalter S1 wahlweise ein- oder ausgeschaltet werden. Der Schalter S1 sollte dementsprechend eine leichtgängige Taste bzw. Schaltwippe sein.

Die gesamte Keyboardschaltung enthält noch 2 weitere Spielhilfen, die primär nicht notwendig sind und demzufolge auch entfallen können. Sie sollen trotzdem beschrieben werden, es sei dem Geschmack des „Synthesizer-Konstrukteurs" anheim gestellt, diese Spielhilfen in seinem Instrument zu berücksichtigen. Über den Widerstand R12 liegt die negative Spannung U_b am Regel-

widerstand R10 an, der in Ausgangsstellung so angeschaltet ist, daß der Schleifer am oberen Ende anliegt, also den Widerstand R12 an Masse legt. Der mechanisch gekoppelte Schalter befindet sich dabei in der Stellung „aus". Bei Rechtsdrehung der Achse des Potentiometers wird zunächst der Schalter eingeschaltet. der den Kondensator kurzschließt. Bei weiterer Rechtsdrehung fällt über dem oberen Teilwiderstand des Reglers R10 eine dem jeweiligen Widerstandswert proportionale Spannung ab, die den Speicherkondensator C1 auflädt. Nach einer Drehung der Achse um etwa 80° steht eine gegen Masse gemessene negative Spannung von ungefähr 0,5 V am Speicherkondensator. Dabei sei vorausgesetzt, daß keine Taste des Instruments gedrückt ist. Mit dem Regler R10 läßt sich ein Frequenzbereich von 0 bis etwa 10 kHz im 8′-Register durchstimmen.

Eine weitere Spielhilfe stellen die beiden Berührungs(Sensor)-kontakte dar. An der Sensorfläche B1 steht eine Spannung von etwa — 8 V, während an der Sensorfläche B2 eine Spannnng von ungefähr + 8 V anliegt. Durch Auflegen einer Fingerkuppe auf die Sensorfläche kann ein Ladestrom über den Hautwiderstand in den Speicherkondensator C1 fließen und ihn, je nachdem, welcher Kontakt berührt wurde, weiter auf- bzw. entladen. Über die beiden Sensorflächen ist demzufolge eine Beeinflussung des VCO möglich. Wird z. B. eine Manualtaste gedrückt, so lädt sich der Speicherkondensator auf die der Taste zugeordnete Steuerspannung auf, unabhängig davon, ob eine Sensorfläche berührt wird. Vorausgesetzt ist dabei ein geschlossener Schalter S1. Wird die Taste losgelassen, dann gleitet die Frequenz des VCO nach oben bei Berührung von B1 bzw. nach unten bei Berührung von B2. Die beiden Spannungsteiler R6, R7 und R9, R8 verhindern, daß sich der Speicherkondensator über die für den nachfolgenden Operationsverstärker angegebene maximale Eingangsspannung aufladen kann.

4.1.2. Triggerschaltung

Bei jedem Tastenanschlag müssen eine Reihe dynamischer Prozesse in der Modifiziereinheit des Instruments ausgelöst werden. Des weiteren sollen bestimmte Steuerungsprozesse zeitlich kongruent mit dem Tastendruck ablaufen. Es ist deshalb erforder-

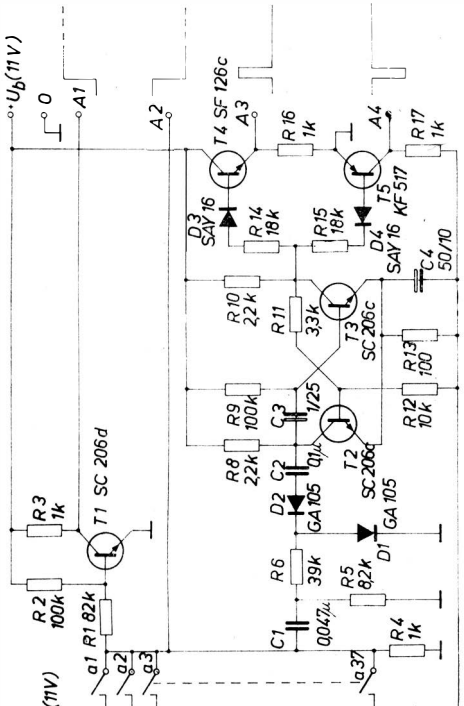


Bild 4.2 Triggerschaltung

lich, einen Triggerimpuls, der mit jedem Tastenanschlag ausgelöst wird, und ein Steuersignal, das über die Dauer des Tastenanschlags zur Verfügung steht, zu erzeugen. Diese beiden Steuersignale werden durch einen zweiten Kontaktsatz, der mit den Tasten analog dem Kontaktsatz c1 bis c37 mechanisch gekoppelt ist, gewonnen. Anhand von Bild 4.2 soll die Triggerschaltung erläutert werden.

Solange kein Kontakt a1 bis a37 geschlossen ist, wird der Transistor T1 durch den positiven Spannungsabfall über R1 und R4 an der Basis offengehalten. Damit liegt über dem Transistor T1

nur die Spannung $U_{CE\,sat}$ in einer Größenordnung von 0,2 bis 0,3 V, die an den Ausgang A1 geführt wird. Der Ausgang A2 liegt über den Widerstand R4 ebenfalls auf Massepotential. Wird einer der Kontakte geschlossen, so sperrt die leicht negativ werdende Basisspannung den Transistor T1, und die positive Betriebsspannung + 11 V gelangt über den Widerstand R3 an den Ausgang A1, solange der Kontakt geschlossen bleibt. Am Ausgang A2 liegt die negative Betriebsspannung direkt über den geschlossenen Kontakt an. Somit stehen die beiden Steuersignale $+ U_b$ und $- U_b$ während der Dauer eines Tastenanschlags über relativ niederohmige Quellwiderstände an den beiden Ausgängen A1 und A2 an.

Für dynamische Vorgänge in der Modifiziereinheit, die einmal je Tastenanschlag nach vorher eingestellten Parametern ablaufen sollen, benötigt man Triggerimpulse. Diese Triggerimpulse werden von einem monostabilen Multivibrator erzeugt und über 2 Trennstufen an die Ausgänge A3 und A4 geführt. Beim Schließen eines der Kontakte a1 bis a37 kommt es zu einem negativen Spannungssprung über R4. Dieser Spannungssprung wird mit dem Hochpaß C1, R5 differenziert, so daß eine negative Spannungsspitze mit $U_s = 11$ V über den Vorwiderstand R6, die Diode D2 und den Koppelkondensator C2 an den Kollektor des Transistors T2 gelangt. Beim Öffnen des geschlossenen Kontakts a1 bis a37 entsteht eine positive Spannungsspitze über dem Widerstand R5, die jedoch durch die Diode D1 in Verbindung mit dem Vorwiderstand R6 kurzgeschlossen wird. Würde diese positive Spannungsspitze an den Kollektor von T2 gelangen, so könnte sie den Multivibrator vorzeitig zurücksetzen.

Die Wirkungsweise des quergekoppelten monostabilen Multivibrators soll nur kurz dargelegt werden, da sie den meisten Amateuren bekannt sein dürfte. In der stabilen Lage (ungesetzter Zustand) ist der Transistor T3 durchgesteuert, da er über den Widerstand R9 einen ausreichend großen Basisstrom erhält. Der zeitbestimmende Kondensator C3 hat sich etwa auf die volle Betriebsspannung ($U_{C3} \approx 20$ V) aufgeladen. Die Kollektorspannung von T3, gemessen gegen den Fußpunkt der Schaltung $- U_b$, beträgt etwa 1,3 V. Demzufolge liegt an der Basis von T2 eine durch den Spannungsteiler R11 und R12 verminderte Spannung von etwa 0,4 V, gegen den Fußpunkt gemessen, an. Der Emitter von T2 hat jedoch ein, auf den Fußpunkt bezogenes, um 1 V ange-

hobenes Potential, das durch den Spannungsabfall über R13 bedingt ist. Durch die aus diesen Potentialverhältnissen resultierende Basis-Emitter-Spannung von — 0,6 V am Transistor T2 ist dieser mit großer Sicherheit gesperrt. Am Kollektor von T2 liegt damit die volle positive Betriebsspannung an. Ein am Kollektor von T2 eingekoppelter negativer Synchronimpuls gelangt über C3 an die Basis von T3 und sperrt diesen kurzzeitig. Der dadurch entstehende positive Impuls am Kollektor von T3 gelangt über den Widerstand R11 an die Basis von T2 und steuert diesen durch. Am Kollektor von T2 entsteht dadurch ein negativer Impuls, der über C3 auch an die Basis von T3 gelangt und ihn so lange gesperrt hält, bis der Umladestrom des Kondensators über R9 soweit abgeklungen ist, daß der Transistor T3 durch die positiv werdende Basisspannung wieder leitend wird. In diesem Moment nimmt der monostabile Multivibrator wieder schlagartig den stabilen Zustand an. Der Synchronimpuls, der die Schaltung setzt, wird je nach Polarität üblicherweise über Entkoppeldioden an einer der beiden Basen der Transistoren eingekoppelt. Die Einkopplung am Kollektor hat jedoch in bezug auf die Empfindlichkeit der Schaltung gegenüber Störimpulsen wegen der niedrigen Impedanz des Einkoppelpunkts Vorteile.

Die Haltezeit (Impulsdauer) des monostabilen Multivibrators berechnet sich angenähert nach

$$T \approx 0{,}3\, CR\,.$$

Dabei bedeuten C der Wert des zeitbestimmenden Kondensators C3 und R der Wert des zeitbestimmenden Widerstands R9 gemäß Bild 4.2.

Die Schaltung erzeugt bei jedem neuen Tastenanschlag einen positiven Impuls des Transistors T3. Dieser positive Impuls gelangt über den Vorwiderstand R14 und die Schutzdiode D3, die die negative Spannung sperrt, an die Basis von T4, der als Emitterfolger geschaltet ist. Somit erscheint der positive Impuls, um die Flußspannung der Diode C3 und die Basis-Emitter-Spannung U_{BE} des Transistors T4 vermindert, belastbar am Emitter von T4 und gleichzeitig am Ausgang A3.

Der Transistor T5 ist bei ungesetztem monostabilem Multivibrator durchgesteuert, d. h., am Ausgang A4 liegt gegen Masse gemessen nur die Sättigungsspannung $U_{CE\,sat}$ in einer Größenordnung von 0,2 V. Der positive Ausgangsimpuls des monostabilen Multivibrators sperrt den pnp-Transistor T5, so daß am

Kollektor die volle negative Betriebsspannung für diese Zeit ansteht. Die Diode D4 verhindert, daß die Basisspannung positiv gegenüber dem Emitter werden kann.
Die Toleranzen der Widerstandswerte sind unkritisch. Anstelle der Silizium-Dioden *SAY 16* für D3 und D4 können auch andere Typen (z. B. Germanium-Dioden) eingesetzt werden. Für den *KF 517* sind ebenfalls andere ähnliche Typen geeignet – selbst Germanium-Transistoren erfüllen an dieser Stelle ihren Zweck. Der Stromverstärkungsfaktor sollte jedoch mindestens 50 betragen. Die Schaltung ist universell ausgelegt, d. h., es stehen Triggerimpulse sowie die Manual-Steuerspannung in beiderlei Polarität mit relativ niedriger Quellimpedanz zur Verfügung, unabhängig davon, ob in der Gesamtschaltung des Synthesizers alle Steuersignale benötigt werden. Nachdem die Gesamtschaltung vorliegt, kann sich der Amateur dazu entscheiden, die Stufe T1 bzw. die Stufe T4 wegfallen zu lassen. Die vorgestellte Schaltung benötigt einen Betriebsstrom von etwa 30 mA.

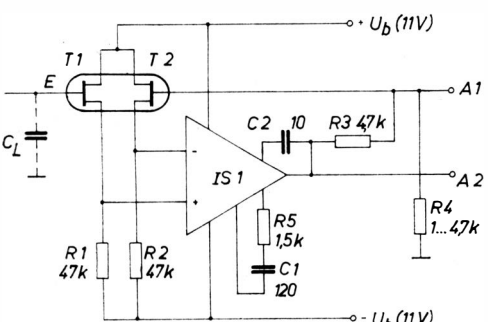
4.2. Analogspeicher (sample and hold)

Das über die Kontakte c1 bis c37 von der Widerstandskette abgegriffene Gleichspannungspotential wird an den Speicherkondensator C_L (C1 nach Bild 4.1) geführt, der sich auf das jeweilige Potential spontan auflädt. Öffnet man den zuvor geschlossenen Kontakt, so behält der Kondensator die ihm erteilte Ladung, d. h., das aufgeschaltete Potential steht über dem Speicherkondensator an. Für C_L muß ein Kondensatortyp verwendet werden, dessen Leckstrom sehr gering ist, da er sich anderenfalls über den zu geringen Isolationswiderstand in kurzer Zeit entladen würde. Elektrolytkondensatoren scheiden für diesen Zweck aus. In der gewählten Schaltungsanordnung muß der Kondensator eine Kapazität zwischen 10 und 20 μF haben. Polystyrolkondensatoren, die bezüglich des Isolationswiderstands in erster Linie in Frage kämen, scheiden wegen ihres Volumens aus. Im Versuchsaufbau wurden 2 MKL-(Metallisierte Lack-Kondensatoren) Kondensatoren mit je 6,8 μF eingesetzt, die den elektrischen Anforderungen dieser Schaltung genügen. Elektronische Schaltungen, mit deren Hilfe ein momentaner Spannungswert abgegriffen und über längere Zeit gespeichert wird, nennt man *sample-and-hold-Schal-*

tungen. Dieser Begriff kommt aus dem Englischen, darin bedeuten sample ‚eine Probe nehmen' und hold ‚halten'.
Die Speicherung des von der Teilerkette abgegriffenen Steuersignals (keyboard-control-Signal) ist für den Glissando- sowie den Sustaineffekt erforderlich, denn nach Loslassen der Taste muß die Tonhöhe noch so lange konstant bleiben, bis die Lautstärke 0 geworden ist. Bei lang eingestellter Abklingdauer (Sustainzeit) am Hüllkurvenformer darf sich die Tonhöhe über eine Zeit von mindestens 5 s nicht mehr als maximal 0,5% verändern. Daraus ergibt sich die Forderung nach einer Mindestzeitkonstante von $\tau = 997\ \text{s} \approx 1000\ \text{s}$.
Wird der Kondensator C_L als verlustfrei angenommen, so errechnet man einen Belastungswiderstand für den Kondensator von etwa 65 MΩ. Das heißt, die nachfolgende Verstärkerschaltung, die das Steuersignal vom Speicherkondensator C_L abgreift, verstärkt und dem VCO sowie anderen Baugruppen zuführt, muß einen Eingangswiderstand größer 65 MΩ haben.
Für den nachfolgenden Verstärker bieten sich 2 generelle Möglichkeiten an:

1. Verstärker mit FET- bzw. MOSFET-Transistor als Eingangsstufe,
2. Operationsverstärker in Elektrometerschaltung.

FET bzw. MOSFET haben ausreichend hohe Eingangswiderstände im Bereich von 10^8 bis $10^{15}\ \Omega$. Die thermische Abhängig-



IS 1 z.B. A 109 C
T1, T2 z.B. KП 303

Bild 4.3 Operationsverstärker mit hochohmigem FET-Eingang

keit einiger Parameter der Feldeffekttransistoren erfordert jedoch aufwendige Kompensationsmaßnahmen, und das um so mehr, je kleiner die Eingangspegel sind.
Eine prinzipielle Möglichkeit, wie sie in kommerziellen Geräten [10] angewendet wird, soll anhand von Bild 4.3 erläutert werden. Transistor T1 des Doppel-FET ist als Sourcefolger mit einer Spannungsverstärkung von 1 geschaltet, d. h., am Widerstand R1 gegen Masse gemessen liegt die Spannung U_{CL}. An diesen Punkt ist der nichtinvertierende Eingang des Operationsverstärkers IS1 geschaltet. Dieser wird in Elektrometerschaltung betrieben, d. h., die Ausgangsspannung wird, dividiert durch den Wert des Widerstandsteilers R3/R4, auf den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers zurückgeführt. Mit dem Verhältnis $R_3 : R_4$ stellt man die Spannungsverstärkung der Schaltung ein. Die Besonderheit der Schaltung besteht darin, daß zwischen den Ausgang des Operationsverstärkers und den invertierenden Eingang der zweite Transistor des Doppel-FET T2 als Sourcefolger geschaltet ist. Beide Transistoren befinden sich auf einem Chip, so daß davon ausgegangen werden kann, daß sich der Strom I_D bei Temperaturänderungen in beiden Transistoren gleichermaßen ändert. Da die beiden Sourcewiderstände den gleichen Wert haben, wird sich die Spannung über beiden Widerständen ebenfalls gleichermaßen ändern. Gesetzt der Fall, die Spannung über R1 steige wegen einer Erhöhung der Umgebungstemperatur an, so würde die Ausgangsspannung des Operationsverstärkers dieser Erhöhung folgen. Da jedoch die Spannung über dem Widerstand R2, die am Eingang mit der entgegengesetzt steuernden Wirkung anliegt, um den gleichen Betrag ansteigt, bleibt die Ausgangsspannung konstant. Die Realisierung dieser Schaltungsvariante dürfte dem Amateur jedoch Schwierigkeiten bereiten, denn selbstleitende Doppel-FET sind nicht im üblichen Bastelbedarf erhältlich. Der Doppel-MOSFET *SMY 51* eignet sich auf Grund der Innenbeschaltung sowie der unterschiedlichen Schwellspannungen nur bedingt für diesen Zweck. Am geeignetsten erscheint noch die Verwendung von 2 sowjetischen Transistoren *KП 303*, die thermisch durch einen gemeinsamen Kühlkörper gekoppelt werden. Für den Operationsverstärker IS1 kann man den integrierten Operationsverstärker *A 109* einsetzen, der allerdings die äußere Beschaltung zur Frequenzkompensation erhalten muß, da sich die Schaltung anderenfalls selbst erregt. Für R1 und R2 werden engtolerierte

Metallschichtwiderstände $R_1 = R_2 = 47$ bis 100 kΩ eingesetzt. R3 und R4 dimensioniert man je nach gewünschter Spannungsverstärkung ($R_3 = 4{,}7$ kΩ, $R_4 = 1$ bis 4,7 kΩ).

Am Punkt A1 kann die Ausgangsspannung mit dem Betrag der Eingangsspannung und am Punkt A2 die um das Verhältnis von R_3/R_4 verstärkte Eingangsspannung abgegriffen werden. Wegen der hohen Schleifenverstärkung des rückgekoppelten Systems hat die Schaltung einen sehr niedrigen dynamischen Ausgangswiderstand. Zu beachten ist die Änderung der Ausgangsspannung an A2, wenn gleichzeitig der Ausgang A1 belastet wird, denn dadurch wird das Verhältnis R_3/R_4 verändert. Bei der unter 2. angedeuteten Schaltungsvariante – Operationsverstärker in Elektrometerschaltung – werden zwar nicht die sehr hohen Eingangswiderstände erreicht, wie sie bei FET- bzw. MOSFET-Stufen möglich sind, jedoch entfallen auch weitgehend die thermischen Probleme. Vom Autor wurde letztlich eine Schaltung entsprechend Bild 4.4 verwendet, die sich ausgezeichnet bewährt hat.

Der Operationsverstärker *A 109* wird als nichtinvertierender Verstärker betrieben. Der Eingangswiderstand am nichtinvertierenden Eingang errechnet sich zu

$$R_\mathrm{i} = \frac{V_0 \cdot R_\mathrm{iv}}{1 + \dfrac{R_2}{R_1}},$$

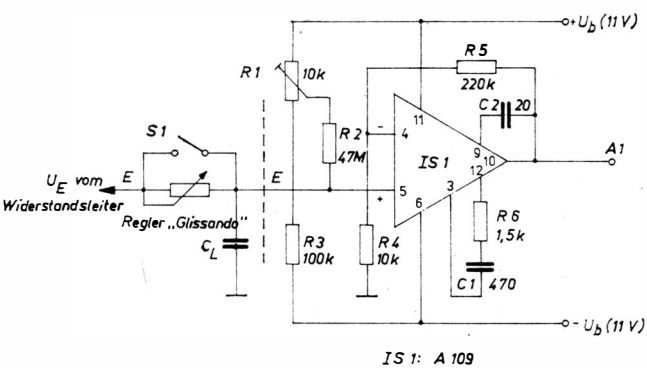


Bild 4.4 Nichtinvertierender Operationsverstärker mit hohem Eingangswiderstand

mit V_0 – Leerlaufverstärkung ($30 \cdot 10^3$), R_{iv} – Differenzeingangswiderstand (270 kΩ), R_2 – Rückkopplungswiderstand (in Bild 4.4 $\triangleq R_5$) R_1 – Teilerwiderstand (in Bild 4.4 $\triangleq R_4$).
Bei der gewählten Verstärkung von

$$v_u \approx \frac{R_2}{R_1} \approx \frac{220\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega} = 22$$

ergibt sich ein Eingangswiderstand von etwa 350 MΩ.
Der in den Eingang des Operationsverstärkers fließende Offsetstrom würde den Ladekondensator ent- bzw. aufladen, je nach exemplarisch bedingter Stromrichtung. Dem muß durch eine Offsetstrom-Kompensationsmaßnahme begegnet werden. Die Kompensationsschaltung besteht aus dem Einstellregler R1 und den Widerständen R2, R3. Der Widerstand R2 muß sehr hochohmig gewählt werden, da er dem Eingangswiderstand des beschalteten Operationsverstärkers parallel liegt und folglich den resultierenden Eingangswiderstand der Schaltung herabsetzt. Der resultierende Eingangswiderstand errechnet sich aus der Parallelschaltung dieser beiden Widerstände zu

$$R_E = \frac{R_i\, R_2}{R_i + R_2} = \frac{350 \cdot 47}{397}\ \text{M}\Omega = 41{,}4\ \text{M}\Omega\,.$$

Wie praktische Versuche gezeigt haben, bleibt die dadurch bedingte Verringerung der geforderten Zeitkonstante von $\tau = 1000$s auf $\tau = 620$ s ohne hörbare Wirkung auf die Tonkonstanz während des Abklingvorgangs.
Die Einstellung der Offsetkompensation mit R1 muß sehr sorgfältig vorgenommen werden. Es empfiehlt sich, die Einstellung erst vorzunehmen, wenn das Instrument 10 min eingeschaltet ist, so daß sich alle Halbleiter der Spannungsversorgungsschaltung erwärmt haben und die Betriebsspannung konstant bleibt. Da der Offsetstrom des integrierten Operationsverstärkers ebenfalls von der Temperatur abhängt, muß bei wechselnden Umgebungstemperaturen eventuell die Offsetkompensation nachjustiert werden. Es ist deshalb günstig, den Regler R1 leicht von außen zugänglich anzubringen (z. B. Rückseite). Die Justage geschieht bei der längsten Sustaindauer am Hüllkurvenformer. Bei eingeschaltetem 8′-Register wird mehrmals eine Taste in der Mitte des Manuals angeschlagen und der Regler R1 so lange verstellt, bis

die Tonhöhe während des Abklingvorgangs konstant bleibt. Den Spannungsteiler R1, R3 muß man eventuell durch exemplarisch bedingte unterschiedliche Offsetströme dahingehend verändern, daß der Widerstand R3 verringert wird. Dafür fügt man in den oberen Zweig des Teilers einen der Verringerung von R_3 entsprechenden Widerstand ein. Sollte sich jedoch der Schleifer des Reglers R1 bereits am Anschlag $+ U_b$ befinden und noch keine vollständige Kompensation möglich sein, so muß ein anderer IS *A 109* in der Schaltung probiert werden. Die Bauelemente C1, R6 und C2 dienen der Frequenzkompensation des *A 109* und verhindern Selbsterregung. Sie sind bezüglich der Toleranzen wenig kritisch. Für die Widerstände R5 und R4 sollten nach Möglichkeit Metallschichtwiderstände eingesetzt werden, da deren Temperaturabhängigkeit wesentlich geringer ist als die von Kohleschichtwiderständen. Ihre Toleranz dagegen ist weniger kritisch, da der Absolutwert der Verstärkung durch den veränderlichen Strom im Widerstandsteiler des Manuals ausgeglichen werden kann. Die Eingangsspannung der Schaltung (U_{CL}) bewegt sich in den Grenzen 10 mV und 80 mV, demzufolge kann die Ausgangsspannung in den Grenzen 220 mV und 1,76 V liegen.

4.3. Spannungsgesteuerter Oszillator — VCO

Der VCO ist das eigentliche Herzstück des gesamten Synthesizers. An ihn werden bezüglich thermischer Konstanz, Linearität, d. h. strenge Proportionalität zwischen Steuerspannung und Ausgangsfrequenz, und Wandlungsbereich relativ hohe Forderungen gestellt. Die Linearitätsabweichung sollte im gesamten Wandlungsbereich kleiner als 0,5% bleiben. Ein Temperaturkoeffizient der Ausgangsfrequenz von 0,1%/K sollte nicht überschritten werden. Der Frequenzbereich, in dem der VCO arbeitet, beträgt bei kommerziellen Schaltungen $5 \cdot 10^2$ bis $1 \cdot 10^3$. Diese Forderungen sind nicht ganz einfach zu realisieren. Vom Autor wurde ein anderer Weg beschritten, indem der Wandlungsbereich auf etwa 1:10 eingeschränkt wurde und die Suboktaven 2′, 4′, 8′, 16′, 32′ und 64′ durch Frequenzteilung – ähnlich der elektronischen Orgel – gewonnen werden. Diese Schaltungskonzeption hat den Vorteil, daß alle 7 Töne im Oktavabstand gleichzeitig zur Verfügung stehen und über Schieberegler wahlweise gemischt werden

können. Es ist also durchaus legitim, von einem 7chörigen Synthesizer zu sprechen.

Im optimalen Wandlungsbereich von 1:10 lassen sich die Forderungen nach Linearität und Frequenzkonstanz leicht beherrschen. Für den vorgesehenen Zweck sollen 2 Schaltungen aus der Fülle erprobter Spannungs-Frequenz-Wandler vorgestellt werden. Die Eingangsspannung am VCO beträgt für den tiefsten

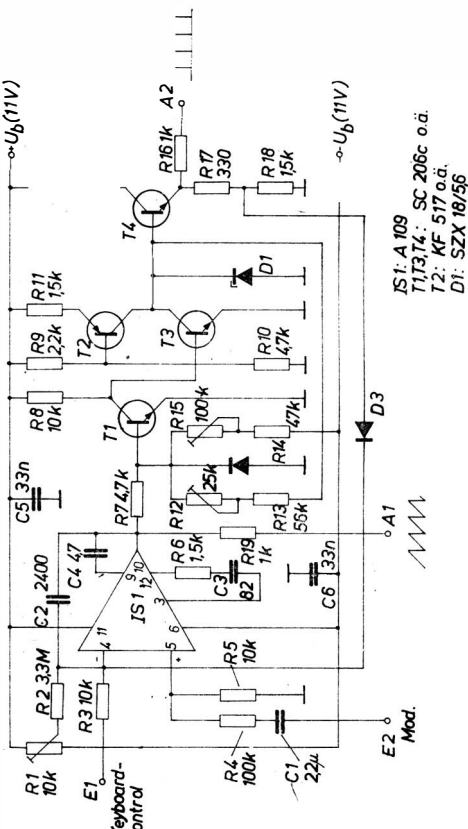


Bild 4.5 Spannungsgesteuerter Oszillator nach dem Integrationsverfahren mit Rücksetzung durch hohen Strom umgekehrter Polarität

Ton auf dem Manual — 220 mV und — 1,76 V für den höchsten Ton. Da der VCO die höchste Oktave (1′) liefern muß, beträgt die Frequenz für den tiefsten Ton $c^4 = 2093$ Hz und für den höchsten Ton $c^7 = 16744$ Hz. Am geeignetsten für den VCO sind Spannungs-Frequenz-Umsetzer, die aus einem Integrator und einem Komparator aufgebaut sind. Eine aus [11] entnommene und für den vorgesehenen Zweck leicht abgeänderte Schaltung soll zunächst vorgestellt werden (Bild 4.5).

Der Operationsverstärker IS1 ist ein als Integrator beschalteter *A 109*. Eine am Eingang E1 anstehende negative Eingangsspannung läßt einen Strom über R3 in den Summenpunkt (Minuseingang des *A 109*) des Integrators fließen, wodurch der Integrationskondensator C2 zeitlinear aufgeladen wird. Die zeitlinear ansteigende Spannung am Ausgang (Pin 10) des *A 109* liegt über den Vorwiderstand R7 an der Basis von T1, der zusammen mit T2 und T3 einen Stromtrigger bildet. Bei niedrigen positiven Pegeln am Ausgang des Operationsverstärkers ist T1 gesperrt, folglich steht die positive Betriebsspannung über dem Kollektorwiderstand R8 an der Basis von T3. Der dadurch bedingte Basisstrom steuert T3 durch. Der Kollektorstrom aus dem als Stromquelle geschalteten T2 fließt demzufolge nach Masse ab. Über der Kollektor-Emitter-Strecke von T3 liegt lediglich die sehr kleine Spannung U_{CEsat} in einer Größenordnung von 0,1 V. Diese Spannung liegt gleichzeitig an der Basis von T4, der dadurch gesperrt ist. Die Ausgangsspannung am Ausgang A2 ist während dieser Zeit 0. Bei weiterem Ansteigen der Ausgangsspannung des Operationsverstärkers überwiegt die positive Spannung an A1, die mit den Vorwiderständen R14, R15 und der Diode D2 auf 0,7 V festgeklemmte negative Sperrspannung, und der Transistor T1 wird leitend. Der über den Widerstand R8 fließende Strom wird nun vom Transistor T1 übernommen, demzufolge sperrt Transistor T3. Die Kollektorspannung an T3 steigt jetzt auf die durch die Stromquelle T2 und die Z-Diode D1 begrenzte Spannung von 5,6 V. Der Vorgang des Umkippens der Triggerschaltung wird über die positive Rückkopplung vom Kollektor T3 über die Widerstände R12 und R13 zur Basis von T1 bewirkt. Die positive Spannung von 5,6 V steht weiterhin an der Basis des Emitterfolgers T4 und somit auch über dem Schutzwiderstand R16 am Ausgang A2. Die Diode D3, die im vorausgegangenen Zustand keine Wirkung hatte, da die am invertierenden Eingang

(Pin 4) des Operationsverstärkers liegende negative Spannung viel kleiner als die Flußspannung der Diode ist, wird nun leitend. Über den durchgeschalteten Transistor T4 und den Widerstand R17 fließt jetzt ein relativ hoher Strom umgekehrter Polarität in den Summenpunkt (Pin 4 des *A 109*) des Integrators und lädt den Integrationskondensator schnell um. Zu einer Umladung mit vertauschter Polarität kommt es jedoch nicht, da der Stromtrigger wieder in seine Ausgangslage zurückkippt, sobald die Ausgangsspannung des Integrators die Ausschaltschwelle erreicht hat. Sobald das geschehen ist, sperrt Diode D3 wieder und die am Eingang E1 liegende negative Spannung bewirkt eine neuerliche Aufladung des Integrationskondensators bis zum wiederholten Ablaufen des beschriebenen Zyklus.

Am Ausgang A2 stehen positive Spannungsspitzen mit einer Impulsbreite von etwa 4 μs und einer Impulshöhe von 5 V (Spitze-Spitze) an. Der Quellwiderstand des Ausgangs A2 beträgt 1 kΩ. Dieser Ausgang ist TTL-kompatibel, an ihn können die folgenden Teilerstufen direkt angeschlossen werden. Der Ausgang A1 liefert über den Schutzwiderstand R19 ein sägezahnförmiges Signal mit einem Pegel von etwa 6 V (Spitze-Spitze). Der Quellwiderstand dieses Ausgangs beträgt ebenfalls 1 kΩ. Die geforderte Umsetzersteilheit von 9,513 kHz/V wird durch die Dimensionierung des Integrationskondensators C2 festgelegt.

Die Ersteinstellung des VCO führt man wie folgt durch: Die Verbindung zwischen dem Ausgang *A 109* und dem Widerstand R7 wird aufgehoben. An R7 legt man eine positive Gleichspannung von 6 V an (z. B. aus 2 Flachbatterien und Potentiometer als Spannungsteiler) und stellt mit dem Regler R15 den Trigger so ein, daß er gerade bei dieser Spannung umschaltet. Als Indikator für den Kippvorgang wird an den Ausgang A2 ein Vielfachmesser geschaltet, der den Spannungssprung von 0 auf 5 V anzeigt. Die Einschaltschwelle wird mehrfach kontrolliert, indem die Hilfsspannung von 0 bis auf 6 V hochgeregelt wird, wobei der Trigger bei Erreichen der 6 V jedesmal sauber schalten muß. Danach schließt man die zuvor geöffnete Verbindung zwischen Pin 10 des *A 109* und R7 wieder.

An den Eingang E1 des Integrators wird jetzt eine negative Spannung von 1 V gelegt und die Frequenz des VCO mit R12 auf 9,51 kHz eingestellt. Die Frequenz mißt man – soweit vorhanden – mit einem Frequenzzähler bzw. im *Lissajous*-Vergleich mit Oszil-

lograf und Tongenerator. Sollten diese Prüfgeräte nicht vorhanden sein, so ist eine überschlägige Kalibrierung auch im akustischen Vergleich mit einem gutgestimmten Klavier möglich. Diese Methode setzt voraus, daß die binäre Teilerkette bereits funktionstüchtig ist. Das Rechtecksignal am Ausgang des 3. Binärteilers (8′-Lage) wird auf einen NF-Verstärker (im einfachsten Fall ein Radiogerät) geschaltet. Den hörbaren Ton gleicht man mit dem Regler R12 mit dem auf dem Klavier angeschlagenen dis^3 (= 1244 Hz) auf akustisches Schwebungsnull ab. Der kleine Fehler von etwa 1/4 Ton, der bei dieser Methode auftritt, kann später durch Feinstimmung am Instrument jederzeit ausgeglichen werden.

Ist dieser Abgleich abgeschlossen, so wird die 1-V-Eingangsspannung entfernt, der Eingang E1 mit Masse verbunden und mit dem Regler für die Offsetkompensation R1 die Frequenz 0 eingestellt. Danach sollte die Kalibrierung bei $U_E = -1$ V nochmals wiederholt werden.

Der VCO hat eine Temperaturstabilität der Frequenz von etwa 0,4% je 10 K Temperaturänderung, die jedoch durch Temperaturkompensation der Z-Diode D1 noch verbessert werden kann. Für die praktischen Belange reicht die Temperaturstabilität jedoch aus. Die Linearität im Umsetzungsbereich ist besser als 0,1%, ein Wert, der den Anforderungen an den VCO sehr gut entspricht.

Am Eingang E2 kann eine beliebige Wechselspannung zwischen 0 und 10 V (Spitze-Spitze), die den Hilfsgeneratoren entnommen wird, zur Frequenzmodulation des VCO angelegt werden.

Die zweite, in Bild 4.6 gezeigte Schaltungsvariante, ähnelt der beschriebenen Schaltung (abgeleitet aus [12]). Die Rücksetzung des Integrators geschieht bei dieser Schaltung jedoch nicht durch einen hohen Strom umgekehrter Polarität, der nach Schalten des Triggers in den Summenpunkt eingespeist wird, sondern durch die Eingangsspannung selbst, die am nichtinvertierenden Eingang des Integrators nach Umschalten des Komparators anliegt. Dieses Verfahren wird Dual-Slope-Verfahren genannt. Die positive Eingangsspannung U_E liegt zum einen über den zeitbestimmenden Widerständen R1 und R2 am Summenpunkt des Integrators, wodurch eine zeitlinear ansteigende negative Spannung am Ausgang des *A 109* entsteht. Zum anderen wird ein Teil der Eingangsspannung an den nichtinvertierenden Eingang des Operationsverstärkers geschaltet. Der Ausgang des Komparators *A 110*

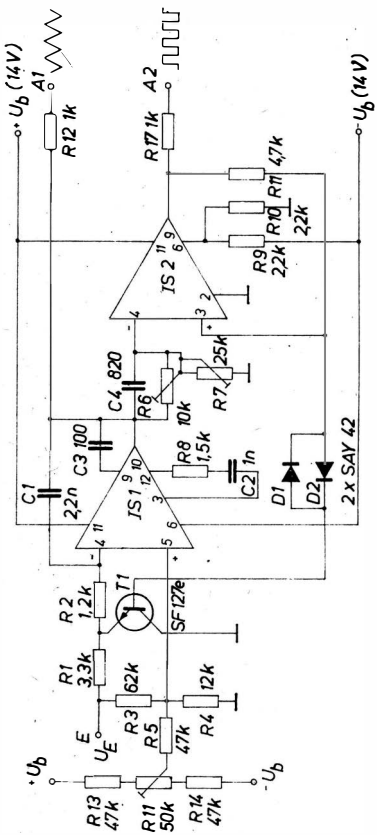


Bild 4.6 Spannungsgesteuerter Oszillator nach dem dual-slope-Verfahren

führt während der beschriebenen Phase das Potential L (Tief), dadurch ist der als Schalter im inversen Betrieb arbeitende Transistor T1 gesperrt. Das positive Eingangssignal gelangt demzufolge weiterhin an den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers.

Erreicht nun die über R6 und R7 geteilte Ausgangsspannung des Integrators die Einschaltschwelle des Komparators *A 110*, so

nimmt die Ausgangsspannung am Ausgang A2 spontan den Wert H (Hoch) ein. Durch den positiven Ausgangspegel des Komparators wird der Transistor T1 über die Antiparallelschaltung der Dioden D1 und D2 durchgesteuert und schließt den invertierenden Eingang des Operationsverstärkers nach Masse kurz. Der in diesem Schaltzustand wirksame nichtinvertierende Eingang bewirkt eine Integration mit umgekehrter Polarität, d. h., die Ausgangsspannung des Integrators läuft zeitlinear vom vorher erreichten negativen Potential über 0 zu positiven Werten. Bei Erreichen der anderen Schaltschwelle (Ausschaltschwelle des Komparators) kippt die Ausgangsspannung des Komparators wieder nach L zurück, und Transistor T1 sperrt. Ein neuer, wie bereits beschriebener Zyklus läuft ab.

Die Frequenz des VCO wird wie bereits im vorangegangenen Schaltbeispiel beschrieben kalibriert. Der Abgleich kann in relativ großen Grenzen durch das Verhältnis der beiden Einstellregler R6 und R7 vorgenommen werden. Bei einer Eingangsspannung von 0 V (Eingang an Masse gelegt) wird mit R11 die Ausgangsfrequenz zu 0 geregelt.

Die Schaltung liefert am Ausgang A2 ein symmetrisches Rechtecksignal. Der Quellwiderstand ist mit $R_{17} = 1$ kΩ festgelegt. Am Ausgang A1 kann dem VCO eine symmetrische Dreieckspannung entnommen werden.

Wegen des niedrigen Eingangswiderstands an E, der etwa 5 kΩ beträgt, ist es nicht vorteilhaft, die Modulationssignale dem Eingang des VCO direkt aufzuschalten. Bei Modulationsfrequenzen um etwa 0,5 Hz müßten sehr große Koppelkondensatoren eingesetzt werden. Bei dieser Schaltungsvariante ist es sinnvoller, die Modulationssignale über einen Vorwiderstand von 100 kΩ bis 1 MΩ dem invertierenden Eingang des vorgeschalteten Elektrometerverstärkers zuzuführen.

Die Speisespannung der Schaltung muß einem elektronisch stabilisierten Netzteil entnommen werden, weil sie einen bestimmten Durchgriff auf die Frequenz des VCO hat. Für den Integrationskondensator ist in jedem Fall eine hochwertige Polystyrolausführung einzusetzen, da Kf-Kondensatoren einen sehr hohen Isolationswiderstand und einen kleinen TK aufweisen. Die Betriebsspannung der analogen IS ist dicht am Bauelement mit je 10 nF nach Masse abzublocken. Für die frequenzbestimmenden Widerstände, also R3 nach Bild 4.5 und R1, R2, R15, R16, R6

und R7 nach Bild 4.6 sollten Metallschichtwiderstände bzw. Kohleschichtwiderstände mit eingeengtem TK (Baureihe 250) eingesetzt werden. Die beiden Einstellregler R6 und R7 gemäß Bild 4.6 sollte man nach Abgleich der Schaltung durch entsprechende Festwiderstände ersetzen.

4.4. Frequenzteilung und Impulsformung

4.4.1. Darlegungen zu 2 unterschiedlichen Konzeptionen des VCO

Entsprechend der gewählten Konzeption des Instruments, den VCO für die höchste Fußlage (1′) auszulegen, ist es erforderlich, diese Frequenz mehrfach zu teilen. Auch in Instrumenten, bei denen der VCO durch Steuerspannungen in Oktavsprüngen umgeschaltet wird, können binäre Teiler dem VCO nachgeschaltet sein. Die beiden grundsätzlich unterschiedlichen Konzeptionen sollen anhand von Bild 4.7 und Bild 4.8 verdeutlicht werden. In der Schaltung nach Bild 4.7 werden das von der linear aufgeteilten Widerstandskette des Manuals abgegriffene Signal sowie die weiteren Steuergrößen wie „Stimmung", „Oktavversatz" und beliebige Modulationssignale mit einem Summierverstärker summiert. Dieser ist üblicherweise als rückgekoppelter invertierender Operationsverstärker ausgebildet. Die summarisch zusammengefaßten Steuergrößen werden auf den Exponentialverstärker geschaltet, der die erforderliche Umwandlung der linear ansteigenden Keyboard-Steuerspannung in die exponentielle Funktion realisiert (s. dazu Abschnitt 3.). Das am Ausgang des Exponentialverstärkers stehende Signal wird zur Steuerung des VCO, der sich aus Integrator, Komparator und Rücksetzeinrichtung zusammensetzt, verwendet. An den Ausgang des VCO schließt sich die Impulsformung an, die diverse Signalformen mit unterschiedlicher Oberwellenverteilung erzeugt. Bei einigen Instrumenten ist ein Binärteiler (bzw. 2) dem VCO-Ausgang nachgeschaltet, der die klingende Suboktave zur Klangsynthese liefert.
Bei dieser Konzeption wird der Oktavversatz des VCO durch diskrete Steuergleichspannungen am Summierverstärker realisiert; der Wandlungsbereich des VCO muß aus diesem Grunde 7 bis 8 Oktaven umfassen. Der Vorteil dieser Schaltungskonzeption ist im gleichbleibenden Verhältnis von Manualsteuerspan-

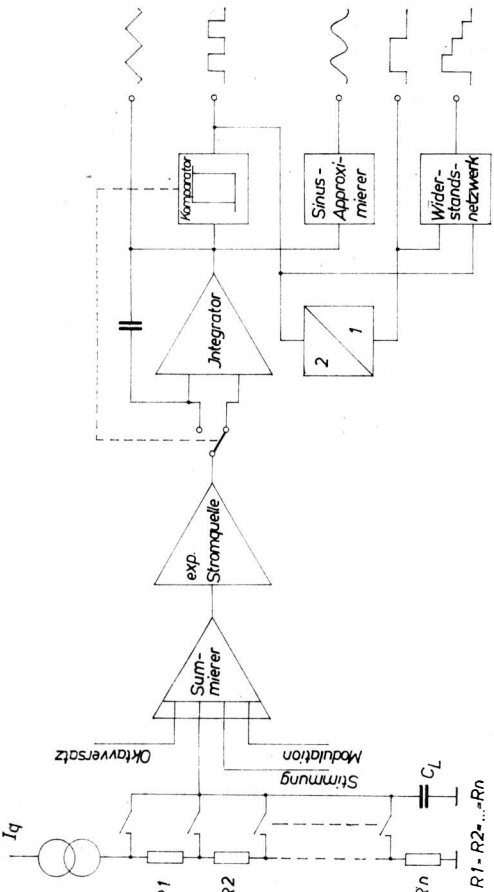


Bild 4.7 Übersichtsschaltplan der Audio-Signal-Erzeugung für eine linear aufgeteilte Widerstandskette im Manual

nung und Modulationsgröße zu sehen, da beide Steuergrößen vor der exponentiellen Umwandlung summiert werden. Das heißt, bei konstanter Modulationswechselspannung bleibt der relative

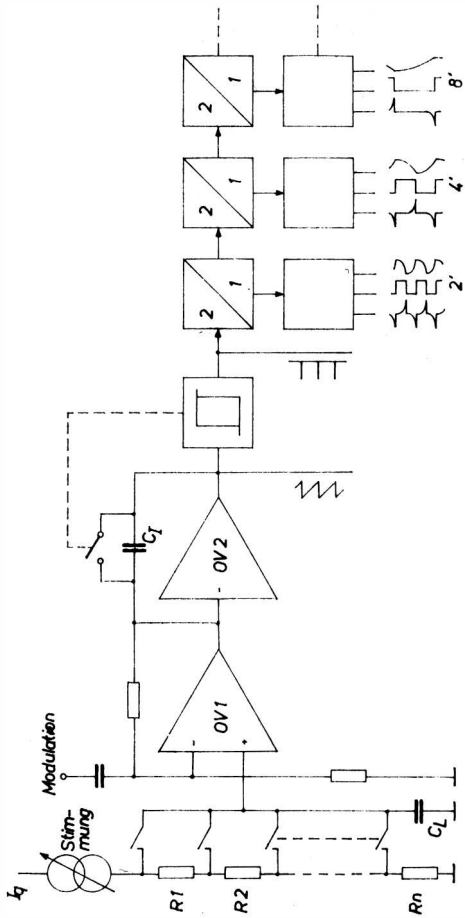


Bild 4.8 Übersichtsschaltplan der Audio-Signal-Erzeugung für eine exponentiell aufgeteilte Widerstandskette im Manual

Frequenzhub $\Delta f/f_0$ des VCO konstant, unabhängig davon, welcher Ton auf dem Manual angespielt wurde.

Die in Bild 4.8 schematisch dargestellte Konzeption umgeht den Exponentialverstärker, da der exponentielle Anstieg der Manual-

steuerspannung mit der Tonhöhe bereits bei der Kalibrierung der Widerstandskette des Manuals berücksichtigt ist. Der Wandlungsbereich des VCO muß lediglich dem Manualumfang, also maximal 4 Oktaven, entsprechen. In diesem Bereich ($1{,}6 \cdot 10^1$) sind Linearitäts- und Temperaturprobleme der Spannungs-Frequenz-Wandler relativ leicht beherrschbar. Als weiterer Vorteil dieser Variante kann die gleichzeitige Verfügbarkeit von 5 bis 7 Chören zur additiven Klangsynthese gewertet werden. Dem gegenüber stehen die Nachteile eines etwas höheren Aufwands für die Gewinnung der Suboktaven sowie die inkonstante Modulationstiefe im Manualbereich. Der letztgenannte Nachteil ist mit relativ geringem technischem Aufwand zu beseitigen, indem man einen regelbaren Verstärker zum einen mit dem Keyboardsteuersignal und zum anderen mit den Modulationsgrößen summarisch ansteuert. Mit der exponentiell steigenden Keyboardsteuerspannung wird die Spannungsverstärkung dieses Regelverstärkers zunehmen und demzufolge das Verhältnis von Steuerspannung und Modulationsspannung konstant halten. Im Versuchsaufbau wurde von dieser Möglichkeit kein Gebrauch gemacht, da es eine klangliche Spezifik eines Instruments ist, bei tiefen Tönen einen größeren Modulationsgrad als bei höheren Tönen aufzuweisen.

Ein weiterer Unterschied der beiden vorgestellten Schaltungskonzeptionen liegt in der verschiedenartigen Impulsformung, die sich an den Ausgang des VCO anschließt.

Ein VCO nach dem Dual-Slope-Verfahren liefert am Ausgang des Integrators eine symmetrische Dreieckspannung und am Ausgang des Komparators eine Rechteckspannung mit dem Tastverhältnis 0,5. Nach Differentiation der rechteckförmigen Ausgangsspannung wird eine weitere, sich im Oberwellenanteil stark unterscheidende Kurvenform der Ausgangsspannung erhalten. Durch Begrenzung der symmetrischen Dreieckspannung ergibt sich ein trapezförmiges Signal. Da die Amplitude der symmetrischen Dreieckspannung am Ausgang des Integrators unabhängig von der Frequenz konstant ist, läßt sie sich mit Hilfe eines Diodennetzwerks in eine Sinuskurve umformen. Mit technisch relativ einfachen Mitteln können demzufolge am Ausgang des VCO 5 voneinander unterschiedliche Kurvenformen bei konstanter Amplitude über den gesamten Frequenzbereich abgegriffen und der Modifiziereinheit zugeführt werden. (Die Leistung am Aus-

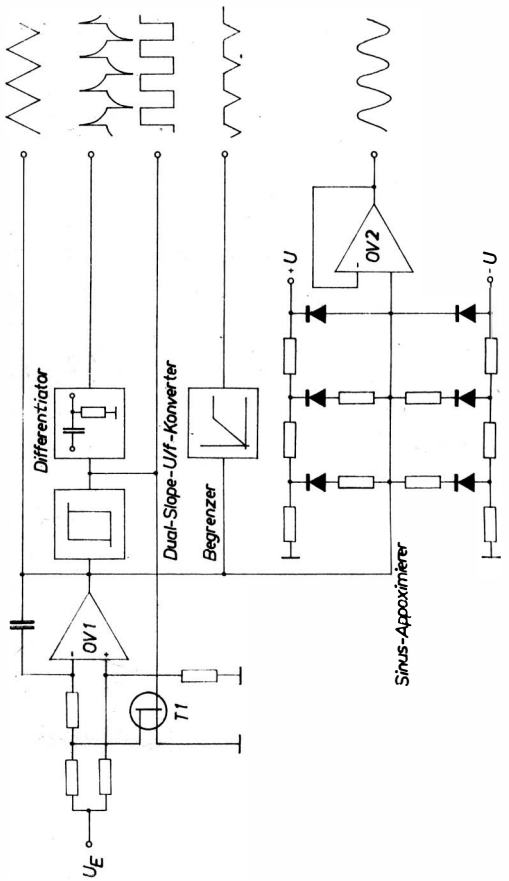


Bild 4.9 Impulsformung (Dreieck, Nadelimpulse, Rechteck, Trapez und Sinus) im Anschluß an den VCO nach dem dual-slope-Verfahren

gang des Differentiators wird allerdings mit sinkender Frequenz des VCO proportional geringer.)

Bild 4.9 zeigt schematisch die Gewinnung der beschriebenen Ausgangssignale. Die dargestellte Impulsformung ist nur in Zusammenwirkung mit einem VCO im dual-slope-Verfahren möglich. Das bedeutet, daß die Ausgangsfrequenz des Oszillators der angespielten Tonhöhe auf dem Manual entsprechen muß. In der

zweiten vorgestellten Schaltungskonzeption (Bild 4.8) werden die der Modifiziereinheit zugeführten NF-Signale bis auf den 1'-Chor durch Frequenzteilung mit Binärteilern gewonnen. An den Ausgängen der Binärteiler liegen die in der Frequenz jeweils halbierten Wechselspannungen in einer Rechteckform vor. Aus einer rechteckförmigen Wechselspannung lassen sich mit geringem technischen Aufwand die 5 verschiedenen Kurvenformen, wie in Bild 4.9 dargestellt, nicht gewinnen.

Für die Veränderung eines Rechtecksignals bieten sich 2 Möglichkeiten an, die keinen erheblichen technischen Aufwand erfordern. Bei diesen Überlegungen muß man berücksichtigen, daß der technische Aufwand für die Impulsformung mit der Anzahl der Chöre multipliziert werden muß.

Aus einem rechteckförmigen Signal läßt sich wie bereits beschrieben durch Differentiation mit einem einfachen RC-Hochpaß ein nadelförmiges Signal gewinnen. Mit einem RC-Tiefpaß können die Oberwellen des rechteckförmigen Signals ausgefiltert werden, so daß am Ausgang des Tiefpasses ein der Sinusfunktion grob angenähertes Signal anliegt. Da die Grenzfrequenz des Tiefpasses konstant ist und die Frequenz sich im Verhältnis des Manualumfangs ändert, ist die Ausgangsspannung des Tiefpasses nicht konstant. Beim Tiefpaß 1. Grades (Tiefpaß, der aus einem Längswiderstand und einem Kondensator besteht) beträgt der Amplitudenabfall 6 dB (= 20 dB/Dekade) je Oktave. Bei einem Manualumfang von 3 Oktaven ändert sich die Ausgangsspannung vom

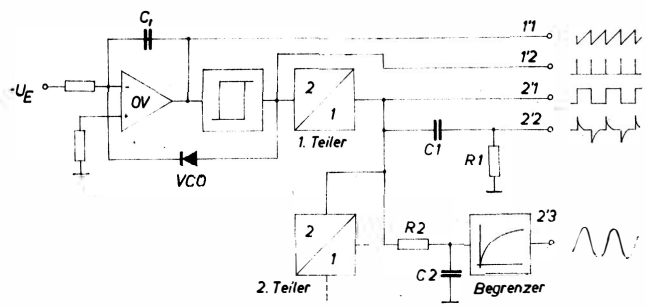


Bild 4.10 Impulsformung (Nadelimpulse, Rechteck, angenähertes sinusförmiges Signal) im Anschluß an Binärteiler

tiefsten Ton bis zum höchsten demzufolge um 18 dB (auf etwa 1/10). Dieser Amplitudengang muß durch einen Regelverstärker bzw. eine andere schaltungstechnische Maßnahme ausgeglichen werden. Bild 4.10 zeigt schematisch die Impulsaufbereitung der beschriebenen zweiten Schaltungskonzeption.

Das am Ausgang des Integrators anliegende Signal ist sägezahnförmig. Der VCO liefert das 1'-Register, also die höchste klingende Tonlage, direkt. Dieses Register wird kaum unisono gespielt, sondern ist eine Klangkomponente bei der additiven Klangsynthese. Die Obertöne dieses Registers liegen im wesentlichen außerhalb des Hörbereichs, so daß eine Veränderung der Kurvenform keine hörbare Klangveränderung ergibt. Die Spannung des 1'-Registers wird dementsprechend unverändert der Mischeinrichtung zugeführt. An den Ausgang des VCO (Komparatorausgang) schließt sich der 1. Binärteiler an, an dessen Ausgang ein rechteckförmiges Signal der halben Frequenz des VCO abgegriffen und den Filtern zugeführt wird. Am Ausgang 2'1 liegt das unveränderte Ausgangssignal des Binärteilers, eine symmetrische Rechteckspannung. Der Hochpaß C1, R1 differenziert das Rechtecksignal, die entstehenden nadelförmigen Impulse gelangen an den Ausgang 2'2.

Weiterhin leitet man das Rechtecksignal einem Tiefpaß R2, C2 zu, der die Oberwellen des Eingangssignals ausfiltert. Das sinusähnliche Signal wird einer Begrenzerstufe mit weich einsetzender Begrenzung aufgeschaltet, die die Amplitudenabhängigkeit der Ausgangsspannung des Tiefpasses von der Frequenz in etwa ausgleicht.

Dieser Aufbau wiederholt sich entsprechend der vorgegebenen Anzahl von Chören.

4.4.2. Frequenzteilung der Frequenz des VCO

Zur Teilung der Frequenz des VCO werden je nach Anzahl der geplanten Chöre 4 bis 6 binäre Teiler benötigt. Bild 4.11 soll diesen Sachverhalt verdeutlichen.

Die binären Teiler lassen sich auf sehr unterschiedliche Weise realisieren. Sie können

a) in diskreter Technik mit 2 Transistoren sowie weiteren Bauelementen und

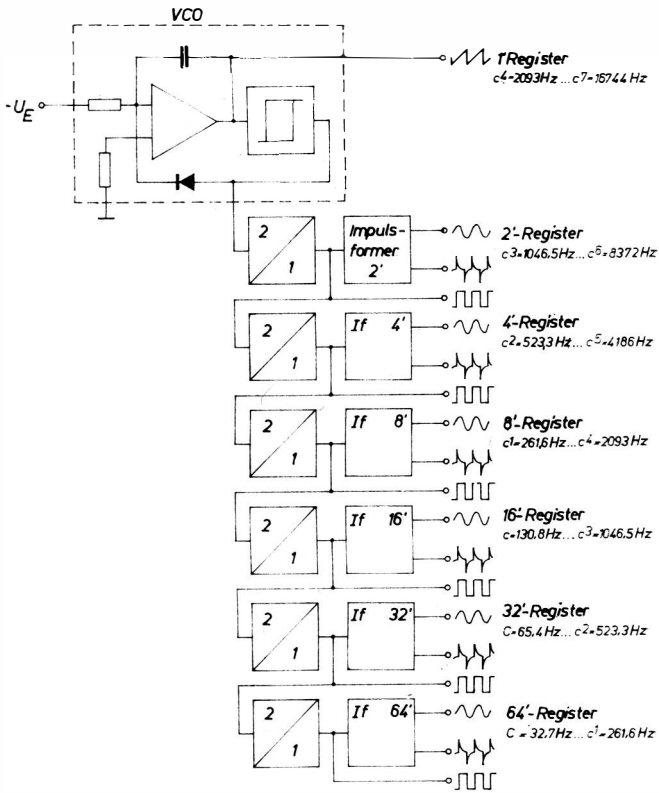


Bild 4.11 Komplette Teilerkaskade mit Impulsformung für ein 7chöriges Instrument

b) in integrierter Technik, also unter Verwendung von integrierten digitalen Schaltkreisen,

ausgeführt werden.

Beim Stand der Technik ist der Verwendung von IS in jedem Fall der Vorzug zu geben. Für die Realisierung der 6 binären Teiler kann sehr vorteilhaft der synchrone Binärzähler *D 193 C* eingesetzt werden. Er enthält 4 Flip-Flop, die in Reihe geschaltet sind. Falls nur 5 Chöre insgesamt geplant sind, genügt ein *D 193 C*

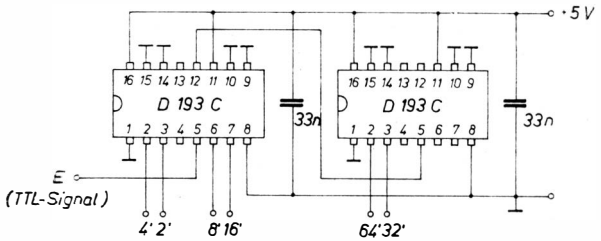


Bild 4.12 Teilerkaskade mit 6 Binärteilern unter Verwendung von 2 Zählerbausteinen *D 193 C*

für die erforderlichen 4 binären Teiler. Für die Realisierung der Frequenzteilung nach Bild 4.11 benötigt man 2 derartige Bausteine, die beiden letzten Ausgänge Q_C und Q_D des 2. integrierten Zählers werden nicht benutzt. Bild 4.12 zeigt die Beschaltung von 2 *D 193 C* für den erläuterten Zweck.

An den Eingang E (Anschluß 5 am *D 193 C*) wird das Ausgangssignal des Komparators geschaltet. Die Ausgänge der in Bild 4.5 und Bild 4.6 dargestellten Schaltungen sind TTL-kompatibel, sie können deshalb mit dem Vorwärtszähleingang des *D 193 C* zusammengeschaltet werden. An den Zählerausgängen der Flip-Flop erscheint die jeweils halbierte Frequenz des Eingangstakts bzw. des davorliegenden Flip-Flop. Weitere Angaben dazu sind in [8] zu finden. Anstelle des *D 193 C* kann auch der weitaus preisgünstigere Basteltyp *P 193 C* eingesetzt werden.

Ferner lassen sich die 6 Binärteiler unter Verwendung von 3 Schaltkreisen des Typs *D 100 C* (ebenfalls *P 100 C*) aufbauen. Bild 4.13 zeigt den Aufbau eines 6stelligen Binärteilers mit 3 *D 100 C*. Der geringe Mehraufwand an zusätzlichen Bauelementen wird durch den weitaus günstigeren Preis für die *D 100 C* wieder ausgeglichen. Leiterzuggestaltung und weitere Hinweise dazu findet der Leser in [13].

Eine sehr platzsparende schaltungstechnische Variante für die Teilerkette ist die Verwendung des MOS-Schaltkreises *U 112 D*. Dieser Schaltkreis, der vorteilhaft zur Frequenzteilung in elektronischen Orgeln eingesetzt wird, enthält 7 Flip-Flop. Beim Schaltungsentwurf ist darauf zu achten, daß dieser MOS-Schaltkreis eine Betriebsspannung von — 27 V benötigt sowie mit den

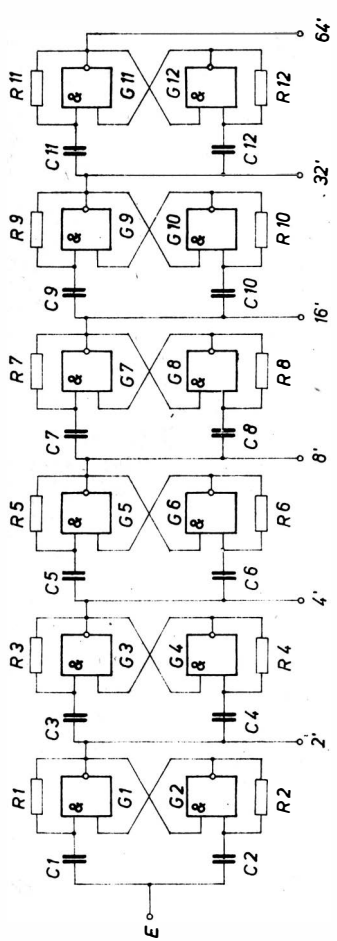


Bild 4.13 Teilerkaskade mit 6 Binärteilern unter Verwendung von 3 Bausteinen *D 100 C* bzw. *D 100 D*

entsprechenden Pegeln 0 bis — 2 V für H und — 9 V bis — 13 V für L eingangsseitig angesteuert werden muß. Der geringe Materialeinsatz für die Teilerkette wird mit einem Mehraufwand im Netzteil sowie in der Ansteuerung des 1. Teilers erkauft. Näheres zum *U 112 D* als Frequenzteiler ist in [14] angegeben.

4.4.3. Impulsformung

Wie bereits in Abschnitt 4.4.1. dargelegt (s. Bild 4.11), ist es erforderlich, das rechteckförmige Ausgangssignal der Binärteiler zu verformen. Da sich die Impulsformung an jedem Teilerausgang anschließt, können bei vertretbarem technischen Aufwand nur recht einfache Schaltungen eingesetzt werden.
Das Rechtecksignal wird zum einen an einen Hochpaß geschaltet, der die Grundfrequenz f_0 und die ersten Oberwellen dieser Grundfrequenz dämpft. Das nadelförmige Ausgangssignal des Hochpasses ergibt einen dünnen scharfen Klang, wie er vergleichsweise bei einem Spinett bzw. Cembalo zu hören ist. Eine derartige Registrierung wird demzufolge oft mit „Strings" (engl.: Saite) bezeichnet.
Der verwendete Hochpaß besteht aus einer RC-Kombination mit 6 dB Anhebung je Oktave. Der Frequenzbereich, in dem die Erhöhung der Ausgangsspannung 6 dB je Oktave beträgt, reicht von 0 bis 0,5 f_g (f_g – Grenzfrequenz des Hochpasses). Das bedeutet, daß die Grenzfrequenz des jeweiligen Hochpasses doppelt so hoch sein muß wie die höchste Eingangsfrequenz, die dem jeweiligen Teilerausgang entnommen wird. Es gilt: $f_g = 2\,f_0$.
Die Grenzfrequenz eines Hochpasses berechnet sich zu

$$f_g = \frac{1}{2\,\pi\,RC}.$$

Der Wert des Widerstands R liegt meist fest, in der Schaltung nach Bild 4.18 ist er identisch mit dem der Regler R1 bis R7. Nach Umstellung der Beziehung für die Grenzfrequenz ergibt sich für C

$$C = \frac{1}{2\,\pi\,f_g\,R}.$$

Unter Berücksichtigung, daß $f_g = 2\,f_0$ sein soll, ergibt sich für C der Ausdruck

$$C = \frac{1}{4\,\pi\,f_0\,R}.$$

Aus Tabelle 4.1. sind die errechneten Werte der zu verwendenden Kondensatoren in Abhängigkeit von den Widerstandswerten der eingesetzten Regler zu ersehen. Die in der Tabelle enthaltenen

Tabelle 4.1. Kapazitätswerte der Hochpaßkondensatoren für verschiedene Widerstandswerte der Regler R1 bis R7 in der Schaltung nach Bild 4.18

	f_0 in Hz	f_g in Hz	$R =$ 10 kΩ	$R =$ 25 kΩ	$R =$ 50 kΩ
C am 2′-Ausgang	8372	16744	475 pF	190 pF	95 pF
C am 4′-Ausgang	4186	8372	950 pF	380 pF	190 pF
C am 8′-Ausgang	2093	4186	1,9 nF	760 pF	380 pF
C am 16′-Ausgang	1046,5	2093	3,8 nF	1,5 nF	760 pF
C am 32′-Ausgang	523,3	1046,5	7,6 nF	3,0 nF	1,5 nF
C am 64′-Ausgang	261,6	523,3	15,2 nF	6,1 nF	3,0 nF

Werte für den Hochpaßkondensator müssen nicht exakt eingesetzt werden, eine Annäherung mit den üblichen Normwerten genügt für den vorgesehenen Zweck völlig.
Da die Grenzfrequenz des Hochpasses konstant ist, die Frequenz der rechteckförmigen Eingangsspannung sich jedoch im Verhältnis 1:8 ändert, kommt es zu einer klanglichen Änderung inner-

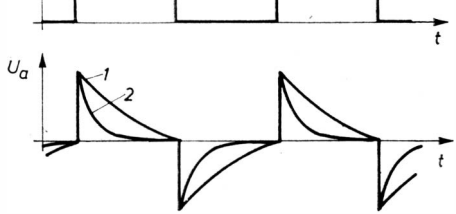


Bild 4.14 Ausgangssignal des Hochpasses in normierter Darstellung; Kurve 1: U_a bei höchster Frequenz im Manualbereich, Kurve 2: U_a bei tiefster Frequenz im Manualbereich

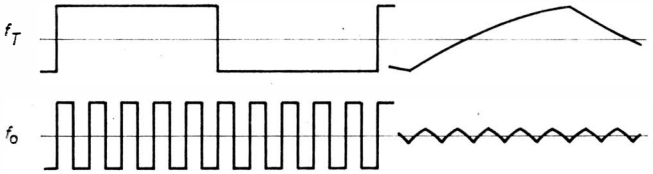


Bild 4.15 Ausgangssignal des Tiefpasses; obere Kurve: U_a bei tiefster Frequenz im Manualbereich, untere Kurve: U_a bei höchster Frequenz im Manualbereich

halb des Manualbereichs. Die normierte Darstellung der Nadelimpulse am Ausgang des Hochpasses ist aus Bild 4.14 ersichtlich. Man hört demzufolge einen etwas schärferen Sound, je weiter links, also zu den tieferen Tönen hin, das Manual gespielt wird. Die Grenzfrequenz des Tiefpasses wird nach der Beziehung

$$f_g = f_t$$

festgelegt, worin f_t die tiefste Frequenz innerhalb der jeweiligen Fußlage ist. Ein symmetrisches Rechtecksignal hat nur die geradzahligen Oberwellen, also $2f_0$, $4f_0$, $6f_0$ usw., so daß die 1. Oberwelle der tiefsten Frequenz im jeweiligen Register $2f_t$ beträgt und somit mit Sicherheit in den 6-dB-je-Oktave-Bereich des Tiefpasses fällt. Je höher die Frequenz der Rechteckspannung wird, die dem Tiefpaß aufgeschaltet ist, um so geringer wird die Ausgangsamplitude, da bereits die Grundfrequenz des Rechtecksignals in den 6-dB-je-Oktave-Dämpfungsbereich gelangt. Der Tiefpaß wirkt als Integrator. Bild 4.15 zeigt die Veränderung des Ausgangssignals in Abhängigkeit von der Frequenz.

Der 6-dB-je-Oktave-Dämpfungsverlauf (= 20 dB/Dekade) des RC-Tiefpasses läßt die Ausgangsspannung innerhalb von 3 Oktaven um 18 dB sinken. Durch eine Spannungsregelschaltung (Bild 4.16) wird der Amplitudengang der Eingangsspannung ausgeregelt.

Die am nichtinvertierenden Eingang E des Operationsverstärkers anliegende Signalspannung wird nach der Beziehung

$$v_u = 1 + \frac{R_4 + R_3}{R_2 + R_{DS}}$$

verstärkt. Das verstärkte Ausgangssignal liegt über R5 an dem

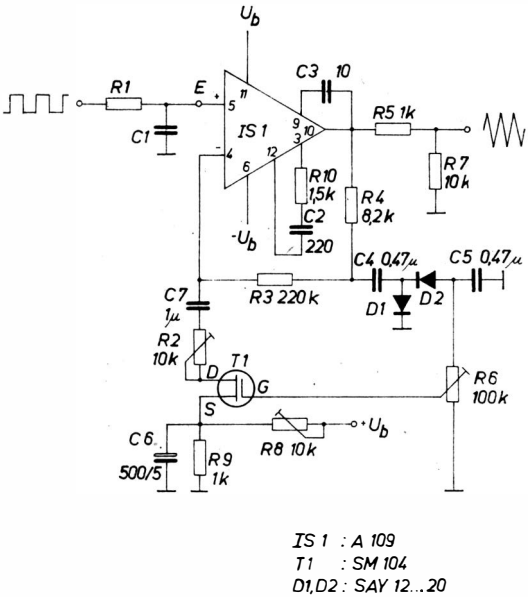


Bild 4.16 Regelschaltung zur Amplituden-Konstanthaltung für das Ausgangssignal des Tiefpasses

Lastwiderstand R7 und über den Widerstand R4 an der Spannungsverdopplerschaltung C4, D1, D2, C5. Die Spannungsverdopplerschaltung liefert eine negative Gleichspannung am Siebkondensator C5 mit der Größe

$$-U = 2U_A$$

(für U_A ist der Spitzenwert der Ausgangsspannung des OP-Verstärkers einzusetzen). Ein Teil dieser negativen Ausgangsspannung wird an dem als Spannungsteiler geschalteten Regler R6 abgegriffen und dem Gate des MOSFET *SM 104* zugeführt. Das Sourcepotential ist über den Spannungsteiler R8, R9 auf etwa + 3 V eingestellt. Eine am Gate anliegende Spannung von − 3 V ergibt somit für den MOSFET eine Gate-Source-Spannung U_{GS} von − 6 V, wobei sich ein Drain-Source-Widerstand R_{DS} von etwa 20 kΩ einstellt. Die Verstärkung des Operationsverstärkers beträgt bei diesen Daten etwa 10. Das heißt, einer Ausgangs-

wechselspannung von $U_A = 4$ V (Spitze-Spitze) entspricht eine Eingangswechselspannung von $U_E = 400$ mV (Spitze-Spitze). Bei einem Ansteigen der Eingangsspannung steigt ebenfalls die Ausgangsspannung geringfügig an. Diese leichte Zunahme der Ausgangsspannung bewirkt eine geringe Erhöhung der negativen Steuerspannung am Gate des MOSFET, wodurch dessen Drain-Source-Widerstand R_{DS} ansteigt und sich somit die Verstärkung des Operationsverstärkers verringert. Dadurch wird die Ausgangsspannung (bis auf die erforderliche geringfügige Regelabweichung) konstant gehalten.

Mit R8 stellt man den Arbeitsbereich des MOSFET ein. Je nach Arbeitspunkt wird die Regelabweichung der Stufe zu- oder abnehmen. Mit R6 läßt sich die Regelsteilheit und in gewissen Grenzen die Höhe des Ausgangspegels einstellen. R2 dient als Pufferwiderstand zu R_{DS} und verringert die thermischen Einflüsse auf die Schaltung. Bei optimaler Einstellung der beiden Regler R6 und R9 wird die Eingangsspannung, die im Bereich von 0,2 V (Spitze-Spitze) bis 1,5 V (Spitze-Spitze) schwankt, auf 4 V (Spitze-Spitze) $\pm$ 10% stabilisert. Weitere Stabilisierungsschaltungen, die unter Verwendung von geregelten MOSFET aufgebaut sind, findet der Leser in [3]. Alle diese Schaltungen erfordern einen relativ hohen Bauelementeaufwand.

Eine weitere Möglichkeit, die Amplitude innerhalb des Manualumfangs von 3 Oktaven zu stabilisieren, zeigt Bild 4.17.

Die Schaltung nach Bild 4.16 weist gute Regeleigenschaften bei relativ niedrigem Klirrfaktor auf, d. h., die Ausgangsamplitude

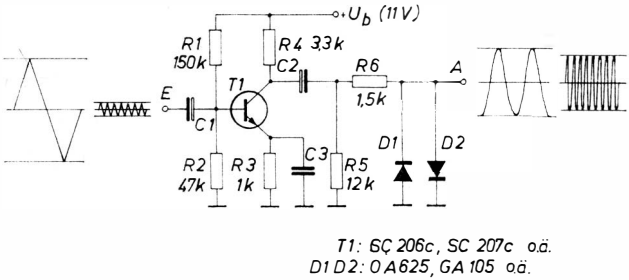


Bild 4.17 Einfache Diodenbegrenzerschaltung zur Amplituden-Konstanthaltung des Ausgangssignals des Tiefpasses

ist relativ konstant, und die Kurvenform entspricht in hohem Maße dem Eingangssignal. Mit der Diodenbegrenzerschaltung nach Bild 4.17 läßt sich nicht die Konstanz der Ausgangsspannung erzielen, wie man sie bei Regelschaltungen erreicht. Außerdem wird das dreieckförmige Eingangssignal durch die Begrenzerwirkung der Dioden verzerrt. Diese Verzerrungen wirken sich jedoch nicht nachteilig aus, denn die Dreieckkurve wird durch die Spiegelung an der Diodenkennlinie einem sinusförmigen und deshalb oberwellenarmen Signal angenähert. Außer dem 1′-Chor stehen demzufolge für jeden weiteren Chor ein

- scharf klingendes Register (nadelförmiges Signal – „Strings“)
- hohl klingendes Register (rechteckförmiges Signal – „Gedackt“)
- weich klingendes Register (sinusähnliches Signal – „Salicional“)

am Mixer zur Verfügung.

In Tabelle 4.2. sind die Kapazitätswerte der Kondensatoren für die Schaltung nach Bild 4.17 für die einzelnen Fußlagen aufgeführt. Das dreieckförmige Signal gelangt über den Koppelkondensator C1 an die Basis des Transistors T1 und wird von diesem verstärkt. Der Kondensator C3 dient der frequenzabhängigen Verminderung der Gegenkopplung, wodurch die höheren Frequenzen im jeweiligen Register (etwa ab Manualmitte) mehr verstärkt werden. Das verstärkte Signal wird über den Koppelkondensator C2 vom Kollektor T1 abgegriffen und über den Vorwiderstand R6 an eine Antiparallelschaltung von 2 Germaniumdioden gelegt. Der resultierende Vorwiderstand für den Diodenbegrenzer setzt sich aus dem dynamischen Ausgangswiderstand der Transistorstufe und dem dazu in Reihe liegenden Widerstand R6 zusammen. Die Knickspannung der Germaniumdioden liegt in der Grö-

Tabelle 4.2. Kapazitätswerte der Kondensatoren für die Schaltung nach Bild 4.17

Fußlage	C_1 in μF	C_2 in μF	C_3 in μF
2′	0,1	0,1	2 × 33 nF parallel
4′	1,0	1,0	0,1
8′	5,0	5,0	0,22
16′	10	10	0,47
32′	50	50	1,0
64′	50	50	2,0

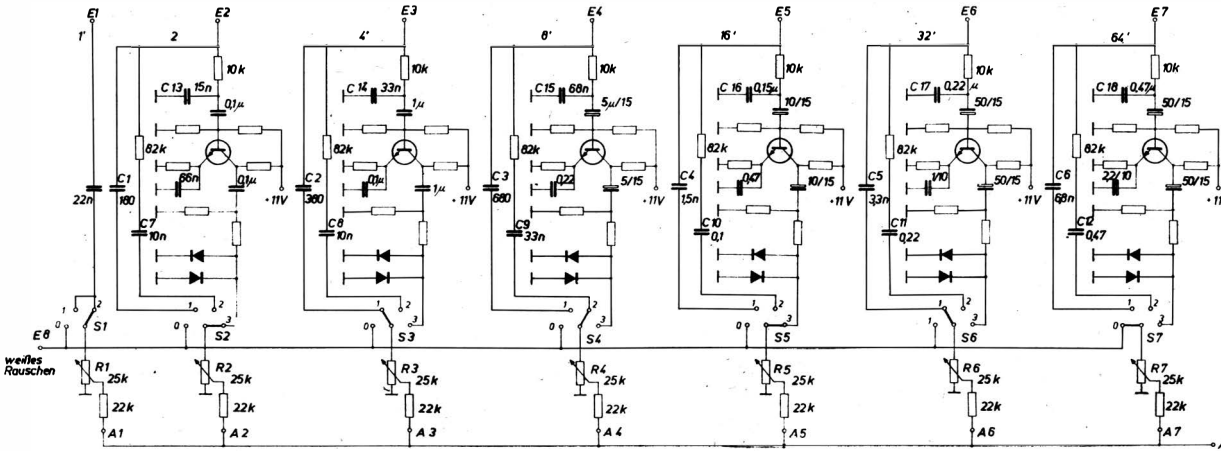


Bild 4.18 Gesamte Impulsformung für ein 7chöriges Instrument

ßenordnung von 0,3 V, so daß die Ausgangsspannung Werte zwischen 500 mV (Spitze-Spitze) und 700 mV (Spitze-Spitze) bei einer Eingangsspannung von 0,4 V bis 3 V (jeweils Spitze-Spitze) annimmt. Das entspricht einer prozentualen Schwankung der Amplitude, bezogen auf die Amplitude bei Frequenzmitte innerhalb des Manualumfangs, von $\pm$ 20% am Ausgang A der Schaltung. Dieser Amplitudengang von etwa $\pm$ 2 dB an den Manualenden gegenüber der Lautstärke in Manualmitte wird physiologisch kaum empfunden und kann deshalb, besonders unter Berücksichtigung eines wesentlich höheren technischen Aufwands bei Einsatz von Regelgliedern, hingenommen werden.

Den Stromlaufplan der kompletten Schaltung für Impulsformung und Signalmischung zeigt Bild 4.18. Die Eingänge E2 bis E7 werden mit den jeweiligen TTL-Ausgängen der Teilerkaskade verbunden. Der Ausgang des VCO, der ein sägezahnförmiges Signal liefert, wird mit dem Eingang E1 verbunden. An den Eingang E8 schaltet man weißes Rauschen von der Rauschquelle. Das Rechtecksignal, das an den Eingängen E2 bis E7 anliegt, wird über die Kondensatoren C1 bis C6 in Verbindung mit den Reglern R2 bis R7 differenziert. In Schalterstellung 1 der Schalter S2 bis S7 gelangt demzufolge das nadelförmige „Strings"-Signal auf die Audio-Signalleitung. In Schalterstellung 2 wird das Rechtecksignal über die Koppelkondensatoren C7 bis C12 und die Teilerwiderstände 82 kΩ, die für die Pegelangleichung des Rechtecksignals an die Pegelhöhe der anderen beiden Signalformen sorgen, unverformt an die Mixerregler R1 bis R7 geschaltet. Die 10-kΩ-Widerstände bilden mit den Kondensatoren C13 bis C18 die Tiefpässe. Für die nachfolgenden Verstärkerstufen einschließlich den Diodenbegrenzern sind die elektrischen Werte der Bauelemente aus Bild 4.17 zu ersehen.

In Schalterstellung 3 wird das sinusähnliche Signal den Mixerreglern zugeführt. Die Schleifer der Regler R1 bis R7 sind über Entkoppelwiderstände 22 kΩ auf die Audiosignal-Sammelleitung zusammengeschaltet. Der NF-Pegel am Punkt A beträgt je nach Schalterstellung der Schalter S1 bis S7 und Reglerstellung 10 bis 100 mV (effektiv).

Am Ausgang A der Mixerschaltung kann damit eine große Anzahl von Signalformen durch wahlweise Mischung von 7 Chören mit je 3 unterschiedlichen Signalformen abgegriffen und der Modifiziereinheit zur dynamischen Beeinflussung zugeführt werden.

4.5. Spannungsgesteuerter Verstärker VCA

Im Abschnitt 3. wurde bereits die Aufgabe und die prinzipielle Wirkungsweise eines VCA beschrieben. In diesem Abschnitt sollen deshalb nur 2 Schaltungsvarianten gezeigt sowie ihre Vor- und Nachteile erläutert werden. In Bild 4.19 ist der Stromlaufplan einer Schaltung dargestellt, die bei relativ geringem Materialeinsatz den Forderungen, die an den VCA gestellt werden, durchaus entspricht.

Der VCA arbeitet mit einem MOSFET, der als spannungsgesteuerter Widerstand mit dem Widerstand R1 einen steuerbaren

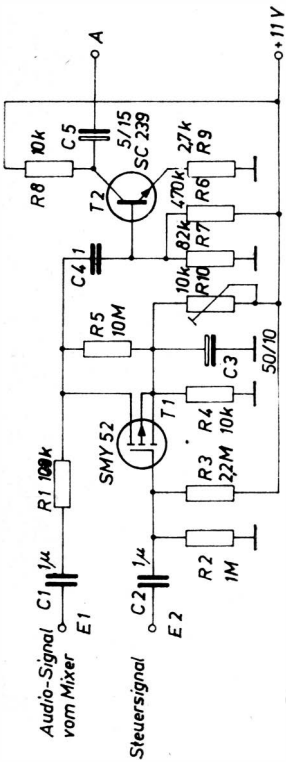


Bild 4.19 Spannungsgesteuerter Verstärker VCA mit MOSFET als Regelglied

Spannungsteiler bildet. Die Schwellspannung des *SMY 52* liegt im Mittel bei 4,5 V, sie kann jedoch exemplarisch im Bereich von 3 bis 6 V streuen. Deshalb ist das Sourcepotential mit dem Teiler R4 und R10 auf etwa + 8 V gegen Masse angehoben. Das Gate erhält über den Teiler R3, R2 eine positive Spannung von 4 V, so daß es gegenüber Source mit — 4 V vorgespannt ist. Der erforderliche Arbeitspunkt, bei dem der Drain-Source-Widerstand etwa 50 kΩ annimmt, kann durch Variation der Sourcevorspannung mit R10 leicht eingestellt werden.

Solange kein Steuersignal am Eingang E2 und damit über den Koppelkondensator C2 am Gate anliegt, beträgt die Grunddämpfung der Schaltung etwa 10 dB. Das heißt, ein NF-Signal mit 100 mV am Eingang El erscheint mit etwa 30 mV an der Basis des Transistors T2. Diese Grunddämpfung wird mit der nachfolgenden Stufe wieder ausgeglichen. Da die NF-Signale an der Basis von T2 im Bereich von 1 bis 30 mV liegen, sollte in jedem Fall der rauscharme NF-Transistor *SC 239 d* eingesetzt werden.

Wird ein Steuersignal, z. B. eine niederfrequente Sinusschwingung von 8 Hz mit einer Amplitude von 0 bis 2 V (Spitze-Spitze), an den Eingang E2 angelegt, so verändert der MOSFET seinen Drain-Source-Widerstand R_{DS} etwa in den Grenzen von 400 Ω bis mehrere Megaohm. Die Spannung, die zur Basis von T2 gelangt, kann durch den MOSFET-Teiler um etwa 50 dB, also in einem Verhältnis von 320:1, schwanken.

Diese Betriebsart entspräche dem im Abschnitt 3. beschriebenen Chopperbetrieb. Bei einer Steuerspannung von 10 bis 30 mV (Spitze-Spitze) wird dem NF-Signal die Steuerspannung aufmoduliert.

Die NF-Eingangsspannung sollte 200 mV nicht übersteigen, da es sonst durch den internen Aufbau des MOSFET (Drain-Substrat-Diode) zu starken Verzerrungen des NF-Signals kommt. Ein Nachteil dieser Schaltung ist die Temperaturabhängigkeit des Arbeitspunkts des MOSFET. Im Umgebungstemperaturbereich von etwa 15 °C bis 25 °C wirkte sich in der erprobten Schaltung die Temperaturabhängigkeit jedoch nicht nachteilig aus.

Der Stromlaufplan einer Regelschaltung aus [15] unter Verwendung einer steuerbaren Stromquelle im Emitterzweig eines Differenzverstärkers ist in Bild 4.20 dargestellt. Die Spannungsverstärkung eines symmetrischen Differenzverstärkers ist dem von der Stromquelle T3 gelieferten Strom proportional. Dieser Strom

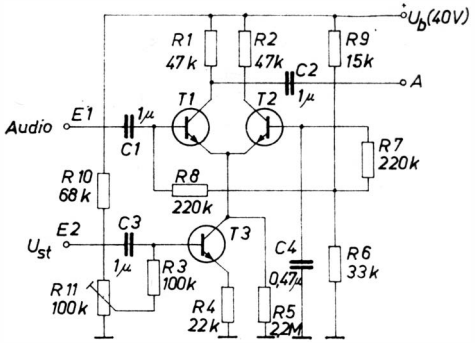


Bild 4.20 Spannungsgesteuerter Verstärker, realisiert durch Differenzverstärker mit regelbarer Stromquelle

teilt sich in die 2 gleichen Emitterströme der Transistoren T1 und T2 auf. Ein am Eingang E1 anliegendes Signal steuert den Transistor T1, so daß der fließende konstante Strom aus der Stromquelle T3 entsprechend der Ansteuerung von T1 unterschiedlich aufgeteilt wird. Am Kollektorwiderstand von T1 kann man das verstärkte Signal $\Delta i \cdot R_L$ über den Koppelkondensator C2 abgreifen. Je höher der Strom der Konstantstromquelle ist, um so größer wird die Stromschwankung durch T1 und proportional dazu das Ausgangssignal an A.

Mit dem Regler R11 kann eine Verstärkung in den Grenzen von − 10 dB bis + 30 dB gewählt werden. Am Schleifer von R11 wird eine Spannung von 10 V eingestellt. Die Spannungsverstärkung ist bei diesem eingestellten Arbeitspunkt etwa 10fach. Durch ein Steuersignal an E2, das über den Koppelkondensator C3 an der Basis von T3 anliegt und sich dem mit R11 eingestellten Basisstrom überlagert, wird die Amplitudenmodulation des NF-Signals bewirkt. Für einen Modulationshub von etwa 40 dB benötigt man ein Steuersignal von 20 V (Spitze-Spitze).

Die Eingangsimpedanz des Audioeingangs E1 schwankt je nach Arbeitspunkt von T3 in den Grenzen von 60 bis 220 kΩ. Bei dem Arbeitspunkt mit 10 V Basisspannung an T3 beträgt sie etwa

100 kΩ. Der Steuereingang T2 hat ebenfalls eine Eingangsimpedanz von 100 kΩ.
Das NF-Signal am Eingang E1 sollte den Pegel 10 mV nicht wesentlich überschreiten, da bei höheren Pegeln der Klirrfaktor am Ausgang stark ansteigt. Die Schaltung weist gute thermische Stabilität ihrer Parameter auf. Die Betriebsspannung sollte allerdings einem stabilisierten Netzteil entnommen werden. Etwas nachteilig ist die relativ hohe Betriebsspannung sowie der große erforderliche Spannungshub der Steuerspannung. In [16] ist das gleiche Prinzip eines VCA in einer für niedrige Betriebsspannungen ausgelegten Dimensionierung angegeben.

4.6. Spannungsgesteuertes Filter VCF

Der Einfluß, den das Filter auf das Audiosignal hat, wurde bereits im Abschnitt 3. ausführlich dargelegt. Bei der Festlegung der Schaltungskonzeption für das VCF muß der Amateur sich für eine der 3 grundsätzlichen Möglichkeiten entscheiden:

a) spannungsgesteuerter Tiefpaß,
b) spannungsgesteuerter Bandpaß,
c) spannungsgesteuerter Tiefpaß mit einstellbarer Rückkopplung, wodurch der Tiefpaß zum Bandpaß und schließlich zum Oszillator wird.

Die unter c genannte Variante läßt zwar größte Flexibilität in der Wirkung auf den Sound zu, ist aber auch technisch am aufwendigsten. Es sei nur daran erinnert, daß diese Schaltung im Oszillatorbetrieb durch das keyboard-control-Signal gesteuert

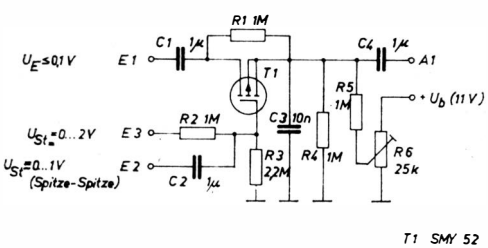


Bild 4.21 Einfacher spannungsgesteuerter Tiefpaß mit 6-dB-je-Oktave-Dämpfungsverlauf. Δf_g = 200 bis 5000 Hz

wird. Die Probleme der Stimmungskonstanz sowie der Stimmung generell stehen bei dieser Variante wieder im Vordergrund. Ein spannungsgesteuerter Tiefpaß erfordert demgegenüber einen wesentlich geringeren technischen Aufwand – besonders dann, wenn nicht unbedingt Gleichlauf zwischen Grenzfrequenz des Tiefpasses und Tonhöhe vom VCO gefordert wird.

Eine optimale Möglichkeit besteht in der Realisierung eines spannungsgesteuerten Bandpasses.

Zu allen 3 Möglichkeiten soll je eine Schaltung angegeben und erörtert werden. In [17] findet der Leser weitere Schaltungen und Hinweise.

Aus Bild 4.21 ist der Stromlaufplan eines spannungsgesteuerten Tiefpasses 1. Grades mit entsprechendem 6-dB-je-Oktave-Dämpfungsverlauf zu ersehen. Der MOSFET *SMY 52* bildet als spannungsgesteuerter Widerstand mit dem Kondensator C3 das regelbare Tiefpaßglied. Am Schleifer des Reglers R6 wird eine Spannung von 9 V eingestellt, so daß Source mit + 4,5 V gegen Masse vorgespannt ist. Da das Gate über R3 an Masse liegt, ergibt sich eine Gate-Source-Spannung U_{GS} von − 4,5 V, wobei der Drain-Source-Widerstand Werte um 60 kΩ annehmen soll. Der erforderliche Wert R_{DS} und damit die Grenzfrequenz des Tiefpasses wird mit R6 eingestellt. Bei $R_{DS} = 50$ kΩ und der gewählten Kapazität von 10 nF für C3 ergibt sich eine Grenzfrequenz von 265 Hz, also etwa der tiefste Ton im 8′-Chor. Das Audiosignal, das aus bereits dargelegten Gründen nicht größer als 100 mV sein sollte, wird an den Eingang E1 geschaltet. Der Quellenwiderstand der NF-Quelle soll möglichst niederohmig (0,5 bis 1 kΩ) sein, da er sich zu R_{DS} addiert und somit die obere erreichbare Grenze des steuerbaren Tiefpasses herabsetzt. Die beiden Eingänge E2 und E3 werden mit den vorhandenen Steuersignalen belegt. An den Eingang E3 wird ein Teil des keyboard-control-Signals geschaltet, so daß die Grenzfrequenz des Filters mit der gespielten Tonhöhe mitläuft. Zugleich kann man an den Eingang E2 ein weiteres Steuersignal, das z. B. einem Hilfsgenerator oder dem Konturgenerator entnommen wird, anschalten. Am Ausgang A1 muß das modifizierte Audiosignal hochohmig abgegriffen werden, d. h., die nachgeschaltete Stufe sollte als Bootstrap-Stufe bzw. als MOSFET-Stufe aufgebaut sein. Der dynamische Eingangswiderstand soll nicht unter 1 MΩ liegen. Alle verwendeten Kondensatoren sind MKL-Typen, da die Leck-

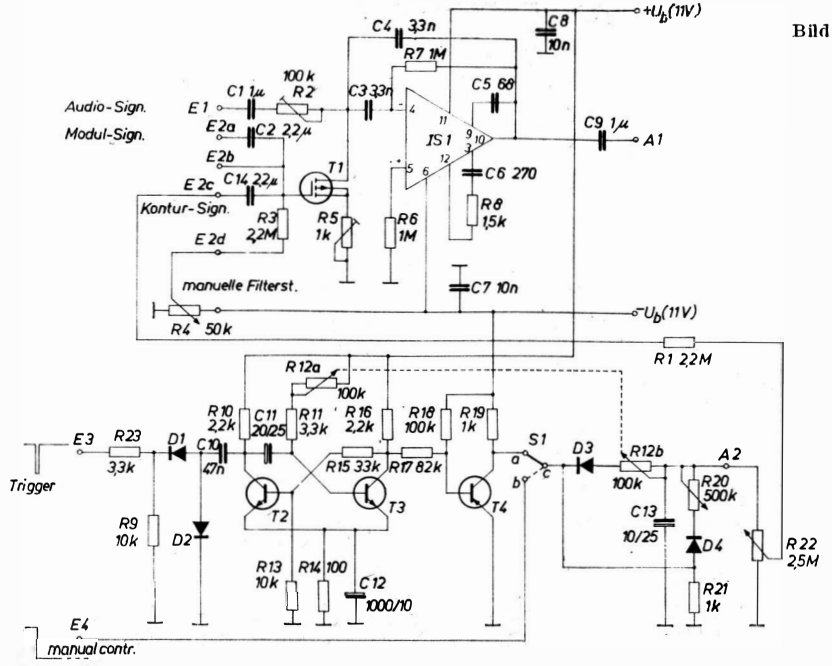


Bild 4.22 Spannungsgesteuerter Bandpaß mit Steuerschaltung „Konturgenerator"

IS1: A 109
T1: SMY 52
T2,T3: SC 206c
T4: KF 517 (BC 179)
D1...D4: GA 105

ströme von Elektrolytkondensatoren bei der hochohmigen Dimensionierung der Schaltung unerwünschte Potentialverschiebungen an T1 verursachen würden.

Eine Möglichkeit der schaltungstechnischen Realisierung eines spannungsgesteuerten Bandpasses soll anhand von Bild 4.22 erläutert werden.

Bild 4.22 zeigt den Stromlaufplan eines spannungsgesteuerten Bandpasses, der mit dem als steuerbaren Widerstand betriebenen MOSFET T1 und einem Operationsverstärker aufgebaut ist, und eines Konturgenerators mit T2, T3 und T4. Der Konturgenerator erzeugt die im Abschnitt 3. bereits erläuterten Kontursignale zur Ansteuerung des Filters. Seine Wirkungsweise soll deshalb im Zusammenhang mit den Darlegungen zum VCF behandelt werden. Der Operationsverstärker ist als selektives Filter mit mehrfacher Gegenkopplung beschaltet. Die Theorie dazu findet der Leser in [4]. Die Resonanzfrequenz dieses Filters hängt von der Kapazität der beiden gleichgroßen Kondensatoren C3 und C4 sowie von der Dimensionierung der Widerstände R2, R7 und der Reihenschaltung von R_{DS} mit R5 ab. Bemerkenswert ist, daß sich bei Veränderung des R_{DS} von T1 nur die Resonanzfrequenz, nicht aber die Bandbreite der Selektionskurve und die Resonanzverstärkung ändert. Mit R2 kann die Verstärkung in gewissen Grenzen variiert werden, er hat jedoch auch einen Einfluß auf die Resonanzfrequenz.

Wenn der MOSFET sehr weit durchgesteuert ist, dann kann die Schaltung zu hochfrequenten Schwingungen neigen. Deshalb ist der Regler R5 als Pufferwiderstand in Reihe mit dem gesteuerten Widerstand R_{DS} geschaltet. R5 wird soweit aufgeregelt, bis die Schaltung bei voll durchgesteuertem MOSFET mit Sicherheit nicht zum Schwingen neigt.

Mit $C_3 = C_4 = 3{,}3$ nF sowie den angegebenen Werten für R7 und R2 (etwa Mittelstellung) liegt die Resonanzfrequenz der Schaltung bei fast gesperrtem MOSFET etwa bei 200 Hz. Durch die am Schleifer von R4 abgegriffene negative Spannung, die über R3 und R1 nochmals geteilt wird, läßt sich die Resonanzfrequenz um den Faktor 10 bis 12 verschieben.

Das Audiosignal in einer Größenordnung von maximal 100 mV wird an den Eingang E1 geschaltet. Alle Frequenzanteile des NF-Signals, die in den Durchlaßbereich des Filters fallen, werden etwa 10fach verstärkt. Demzufolge beträgt die Ausgangsspan-

nung, die über den Koppelkondensator C9 an den Ausgang A1 geschaltet wird, 1 V, wenn die Frequenz des NF-Signals und die Mittenfrequenz des Filters übereinstimmen.
An den Steuereingang E2 kann man weitere dynamische Steuersignale, die von den Hilfsoszillatoren erzeugt werden, anschalten. Über den Entkopplungswiderstand R1 gelangt vom Schleifer des Potentiometers R22 das Ausgangssignal des Konturgenerators an den Steuereingang des VCF (s. dazu die Darlegungen zum VCF-Konturgenerator im Abschnitt 3.).
Der Konturgenerator erhält am Eingang E3 bei jedem neuerlichen Tastenanschlag einen negativen Triggerimpuls vom Ausgang A4 der Schaltung nach Bild 4.2. Durch diesen Triggerimpuls wird die monostabile Kippstufe, die bereits in Abschnitt 4.1.2. erläutert wurde, zu einem einmaligen Kippvorgang ausgelöst. Die Haltezeit des monostabilen Multivibrators kann mit dem Regler R12a in den Grenzen von 50 ms bis 2 s eingestellt werden. Im ungesetzten Zustand des monostabilen Multivibrators ist T3 durchgesteuert, demzufolge liegt der Widerstand R17 linksseitig an einem positiven Potential von etwa 0,7 V. Da das negative Potential an der Basis von T4 überwiegt, ist dieser durchgesteuert. Am Kontakt a des Schalters S1 liegt nur U_{CEsat} in einer Größe von etwa 0,2 V. Wird nun der monostabile Multivibrator getriggert, so sperrt der Transistor T4 durch die leicht positiv werdende Basisspannung. Die Kollektorspannung springt auf $-U = 5{,}5$ V. Bei geschlossenem Schalter S1 (a-c) kann ein Ladestrom über die Diode D3 und den Widerstand R12b in den Ladekondensator C13 fließen, der ein exponentielles Ansteigen der Kondensatorspannung bewirkt. Das negative Potential von 5,5 V liegt gleichzeitig über R21 und sperrt die Diode D4. Dadurch kann während des Ladevorgangs kein Strom über R20 abfließen. Sobald der monostabile Multivibrator zurückkippt, sperrt die Diode D3 durch die negative Spannung am Ladekondensator C13, während Diode D4 für diese Spannung in Durchlaßrichtung geschaltet ist. Entsprechend dem eingestellten Wert von R20 wird sich der Kondensator schnell oder langsam entladen. Die Entladung des Kondensators C13 ist etwa in den Grenzen von 10 ms bis 5 s durch R20 einstellbar. Bild 3.12 zeigt qualitativ die Spannungsverläufe an den erläuterten Schaltungspunkten. Wird der Schalter S1 zum Kontakt b geschlossen, so finden die beschriebenen Lade- und Entladevorgänge ebenfalls statt. Der Unter-

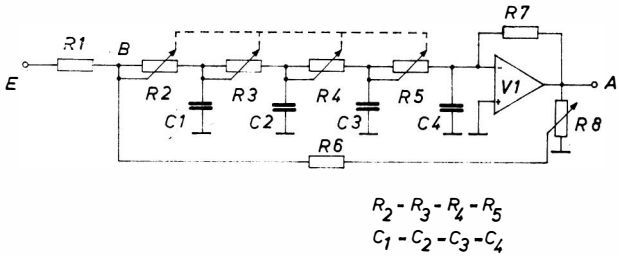


Bild 4.23 Prinzipschaltung eines steuerbaren Tief-/Bandpasses, der bei geeigneter Einstellung von R8 zu oszillieren beginnt

schied besteht darin, daß in dieser Betriebsart (manual-controlled) der Entladevorgang nicht selbsttätig nach Zurückkippen des monostabilen Multivibrators, sondern erst nach Loslassen der Manualtaste abläuft.

Einen steuerbaren Tiefpaß mit positiver Rückkopplung, der entsprechend dem einstellbaren Rückkopplungsfaktor Bandpaßverhalten und schließlich Oszillatoreigenschaften erhält, zeigt Bild 4.23. Das Prinzip dieser Schaltung soll anhand von Bild 4.23 erläutert werden. Zunächst sei davon ausgegangen, daß der Schleifer von R8 an Masse liege, sowie, daß die 4 mechanisch gekoppelten Regelwiderstände R2 bis R5 gleiche Widerstandswerte sowie guten Gleichlauf haben. Das am Eingang E anliegende NF-Signal gelangt über die Kettenschaltung von 4 einfachen RC-Tiefpässen an den invertierenden Eingang eines Differenzverstärkers. Unter Vernachlässigung der gegenseitigen Beeinflussung der RC-Glieder auf die Funktion $U_A = f(f)$ handelt es sich um einen Tiefpaß 4. Ordnung mit einem Flankenabfall der Ausgangsspannung für Frequenzen $> f_g$ von 24 dB je Oktave.

Durch gleichzeitiges Verändern der Regler R2 bis R5 wird die Grenzfrequenz des steilen Tiefpasses im reziproken Verhältnis zum Widerstandswert $R_2 = R_3 = \ldots = R_n$ verschoben. Damit wäre die erste geforderte Eigenschaft – veränderbarer Tiefpaß – realisiert.

Verstellt man nun den Schleifer des Reglers R8 in Richtung Ausgang des Verstärkers V1, so wird ein Teil des Ausgangssignals über den Entkopplungswiderstand R6 an den Punkt B zurück-

geführt und summiert sich mit dem Eingangssignal. Da der Verstärker invertierend arbeitet, also die Phasenlage des an seinem invertierenden Eingang anliegenden Signals um 180° dreht, werden alle Frequenzen, deren Phase nicht oder nur gering durch den Tiefpaß verändert wird, gegengekoppelt. Für diese Frequenzen ist die Spannungsverstärkung der Anordnung 1.

Bei der Grenzfrequenz des einzelnen RC-Gliedes beträgt die Phasenverschiebung zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung 45°. Werden, wie im Beispiel, 4 derartige RC-Glieder in Reihe geschaltet, so ergibt die Gesamtphasenverschiebung $4 \cdot 45° = 180°$. Da der Verstärker V1 die Phasenlage nochmals um 180° dreht, kommt es zu gleicher Phasenlage des Eingangssignals und des rückgekoppelten Signals bei der Grenzfrequenz f_g. Das Summensignal am Punkt B erfährt eine Überhöhung bei dieser Frequenz. Die Überhöhung dieser Frequenz hängt ab vom rückgeführten Betrag der Ausgangsspannung, also von der Reglerstellung R8. Für Frequenzen, die höher sind als die 180°-Frequenz des gesamten Tiefpasses, wird erstens die Dämpfung der Tiefpaßkette sehr stark und ist zweitens die Phasendrehung des Ausgangssignals größer als 180°. Demzufolge nimmt das Summensignal an B mit höherwerdender Frequenz wieder steil ab. Da nur die 180°-Frequenz der Tiefpaßkette mit maximaler Amplitude am Ausgang auftritt, während für alle anderen Frequenzen kleinere Ausgangsspannungswerte an A auftreten, liegt bei positiver Rückkopplung ein Bandpaßverhalten vor. Die Mittenfrequenz des Bandpasses ist identisch mit der 45°-Frequenz des einzelnen RC-Tiefpasses.

Je mehr Energie vom Ausgang A auf den Summenpunkt B zurückgeführt wird, um so schmaler ist die Durchlaßkurve des Bandpasses. Durch Regelung an R8 kann der steile Tiefpaß zum flachen bis sehr steilen Bandpaß verändert werden, womit die 2. Forderung auch erfüllt ist.

Sobald die rückgeführte Spannung einen bestimmten Betrag erreicht, beginnt die Schaltung auf der Bandmittenfrequenz zu oszillieren. Anstelle eines spannungsgesteuerten Filters liegt in dieser Betriebsart ein spannungsgesteuerter Oszillator vor.

Die Schaltung nach Bild 4.23 ließe sich realisieren, indem die mechanisch gekoppelten Regelwiderstände durch FET bzw. MOSFET oder aber helligkeitsgesteuerte Fotowiderstände ersetzt werden.

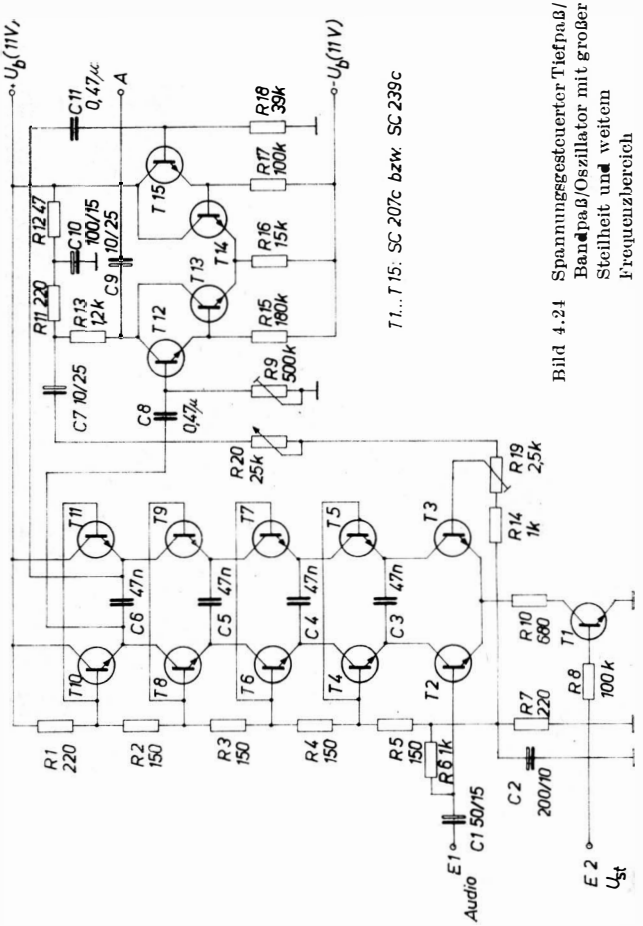


Bild 4.24 Spannungsgesteuerter Tiefpaß/Bandpaß/Oszillator mit großer Steilheit und weitem Frequenzbereich

Ungenügender Gleichlauf der Widerstandskennlinien sowie unterschiedliche thermische Abhängigkeiten ergäben jedoch nur einen kleinen Bereich, in dem die 180°-Frequenz der Steuerspannung

exakt nach einer mathematisch einfach beschreibbaren Funktion folgt. Das ist aber erforderlich, wenn dieses Filter als weiterer VCO vom Manual in Reinstimmung gespielt werden soll.
Mit einer Schaltung nach [10], die auf erhältliche Bauelemente umdimensioniert wurde, läßt sich ein großer Frequenzbereich bei guter Temperaturkonstanz überstreichen. Sie ist in Bild 4.24 dargestellt.
Das am Audioeingang E1 anliegende NF-Signal gelangt an die Basis von T2, der mit T3 sowie der steuerbaren Stromquelle T1 im gemeinsamen Emitterzweig einen symmetrischen Differenzverstärker darstellt. Anstelle ohmscher Arbeitswiderstände sind in jedem Kollektorkreis 4 Transistoren in Reihe geschaltet, deren Basen um jeweils 1,5 V aufgestockte Basisspannungen erhalten. Da die Basis jedes einzelnen Transistors eine feste Spannung hat, wird der jeweilige Transistor durch den fließenden Emitterstrom gesteuert. Je höher der Emitterstrom ist, um so mehr wird der Transistor durchgesteuert und um so geringer wird sein dynamischer Ausgangswiderstand. Der durch beide Reihenschaltungen in gleicher Größenordnung fließende Strom ist durch die Steuerquelle T1 gegeben. Die Stromquelle läßt sich wieder durch die Steuerspannung U_{st} am Eingang E2 regeln.
Zwischen den Kollektoren der jeweils zueinander gehörenden Transistoren sind die frequenzbestimmenden Kondensatoren C3 bis C6 geschaltet. Je nach Ausgangswiderstand der Transistoren ergibt sich eine unterschiedliche Grenzfrequenz dieser Anordnung. Da durch das Differenzverstärkerprinzip die Phasenlage der in jedem Zweig fließenden Wechselströme um 180° gegeneinander verschoben ist, addieren sich die Phasenverschiebungen an jedem Kondensator. Durch den symmetrischen Aufbau der Schaltung wird eine 8fache Phasenverschiebung gegenüber einem einzelnen RC-Glied erreicht. Darin ist der Grund zu sehen, daß sich mit Veränderung des Stromes der Stromquelle T1, und damit gleichzeitiger Veränderung der Ausgangswiderstände aller Transistoren, eine erhebliche Verschiebung der Grenzfrequenz erreichen läßt. Die beiden, um 180° gegeneinander versetzten Ausgangssignale der Phasenschieberschaltung werden über die Koppelkondensatoren C8 und C11 den Eingängen eines unsymmetrischen Differenzverstärkers zugeführt.
Der Ausgang des Differenzverstärkers muß möglichst niederohmig sein. Um möglichst hohe dynamische Eingangswiderstände der

beiden Eingänge des Differenzverstärkers zu realisieren (Belastung der Phasenschieberkette muß gering bleiben), sind beide Stufen als *Darlington*-Stufen aufgebaut. Der an R11 abfallende Teil der Ausgangsspannung des Differenzverstärkers wird über den „Feedback"-Regler R20 sowie den Trimmregler R19 an den anderen Eingang des Differenzverstärkers der Phasenschieberkette geschaltet. Je nach Stellung des Reglers R20 wird mehr oder weniger Energie phasenrichtig in den Differenzverstärker der Phasenschieberkette eingespeist, so daß für die 180°-Frequenz eine Entdämpfung und schließlich Selbsterregung der Schaltung eintritt. Bei völlig aufgeregeltem Regler R20 wird der Einstellregler R19 so eingestellt, daß die Schaltung sicher anschwingt und die Schwingungen innerhalb der Steuergrenzen von U_{St} nicht abreißen. Mit dem Einstellregler R9 läßt sich der Differenzverstärker T12 bis T15 symmetrieren. Dazu wird am Eingang E1 eine NF-Spannung mit einem Pegel von 50 mV bei einer Frequenz von etwa 1000 Hz eingespeist. Durch die Steuerspannung U_{St} von etwa 2 V liefert die Stromquelle T1 einen Strom von etwa 1 mA (über R7 werden 0,7 V gemessen). Die beiden um 180° gegeneinander versetzten NF-Signale liegen nach Passieren der Koppelkondensatoren C8 und C11 am invertierenden (–) und am nichtinvertierenden (+) Eingang des Differenzverstärkers. Mit dem Regler R9 kann man die maximale Amplitude, die mit einem NF-Voltmeter oder einem Oszillografen am Ausgang A kontrolliert wird, einstellen. Sie muß etwa 2 V (Spitze-Spitze) betragen.

Steht der Regler R20 auf 0 Ω, dann beginnt die Schaltung mit der Frequenz zu schwingen, deren gesamte Phasendrehung 180° beträgt. Bei der angegebenen Dimensionierung der frequenzbestimmenden Kondensatoren C_3 bis $C_6 = 47$ nF liegt die tiefste Schwingfrequenz bei 150 Hz (U_{St} etwa 0,7 V). Durch Aufwärtsregeln der Steuerspannung auf etwa 3 V wird die obere Schwingfrequenz von 60 kHz (!) erreicht. Die Ausgangsspannung ist sinusförmig bei relativ geringem Klirrfaktor. Der durch die Eingangswiderstände des unsymmetrischen Differenzverstärkers T12 bis T15 bedingte Spannungsabfall bei den tiefen Frequenzen (Hochohmigkeit der Phasenschieberkette bei geringem Strom von T1) wird durch das RC-Glied C10 und R12 kompensiert. Bei tiefen Frequenzen vergrößert sich der Teilarbeitswiderstand R11, an dem die rückgekoppelte Spannung abgegriffen wird, um den Wert des in

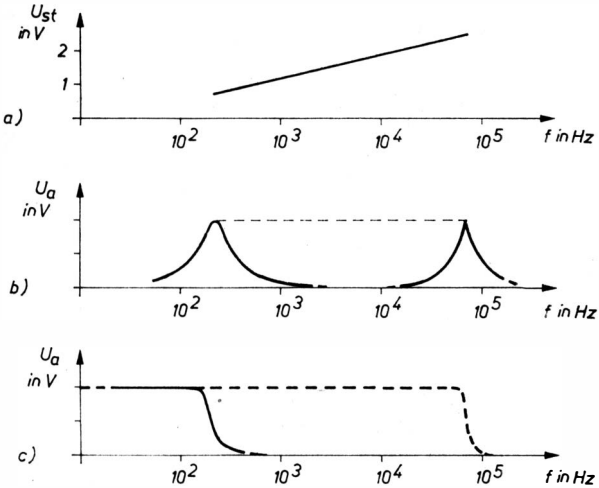


Bild 4.25 Arbeitsweisen und Steuercharakteristiken der Schaltung nach Abb. 4.24
a — Regler P2 0 Ω, Oszillatorbetrieb, f als Funktion von U_{St}; b — Regler P2 dicht vor Schwingeinsatz, Bandpaßverhalten, U_a als Funktion der Frequenz, U_{st} = Parameter; c — Regler P2 25 kΩ, Tiefpaßverhalten, U_a als Funktion der Frequenz, U_{st} = Parameter

Serie liegenden Widerstands R12, da der Kondensator C10 ohne Wirkung ist.

In einer Stellung von R20, bei der die Schwingungen gerade abreißen, arbeitet die Schaltung als spannungsgesteuerter Bandpaß. Die Mittenfrequenz ist identisch mit der Oszillatorfrequenz, sie läßt sich dementsprechend durch U_{st} verschieben. Bei Linksanschlag des Reglers R20 (R = 25 kΩ) ist die zurückgekoppelte Energie außerordentlich klein, so daß das Bandpaßverhalten in ein Tiefpaßverhalten mit hoher Flankensteilheit übergeht. Bild 4.25 soll die 3 Arbeitsweisen verdeutlichen.

Der Aufwand an Transistoren ist für diese Schaltung recht hoch (15 Si-Transistoren *SC 207* bzw. *SC 239*). Wird jedoch die Vielseitigkeit der Schaltung bedacht, so erscheint dieser Aufwand durchaus gerechtfertigt. Es sei nur daran erinnert, daß das Filter

im Oszillatorbereich als reingestimmter VCO mit Sinussignal am Ausgang gespielt werden kann. Der Haupt-VCO kann durch Verstimmung in beliebige tonale Verhältnisse dazu eingestellt werden, so daß bei jedem Tastenanschlag komplizierte Intervalle gemeinsam erklingen.

4.7. Hüllkurvenformer

Das letzte Glied in der Kette der Funktionsblöcke innerhalb der Modifiziereinheit ist der Hüllkurvenformer. Aufgabe und prinzipielle Wirkungsweise dieses Funktionsblocks sind bereits ausführlich in Abschnitt 3. behandelt worden, so daß in diesem Unterabschnitt lediglich eine erprobte Schaltung vorgestellt werden soll.

Der Hüllkurvenformer setzt sich aus einem spannungsgesteuerten Verstärker VCA sowie einem Konturgenerator zusammen. Der VCA ist in Abschnitt 4.5., der Konturgenerator in der Schaltung nach Bild 4.22 inklusive der nebenstehenden Erläuterungen ausführlich behandelt worden, so daß lediglich auf einige Spezifika der Schaltung in Bild 4.26 eingegangen wird.

Die Gesamtschaltung (Bild 4.26) setzt sich aus der Ladeschaltung mit dem Ladekondensator C1, dem spannungsgesteuerten Verstärker (Stufe T1) mit nachfolgender Verstärkerstufe (T2) und dem monostabilen Multivibrator (T3, T4) einschließlich des Impedanzwandlers (T5) zusammen. Die Ladeschaltung ist bis auf die umgekehrte Polarität der Ladespannung sowie den entsprechend anders gepolten Bauelementen identisch mit der in Bild 4.22 dargestellten Schaltung. Die entsprechenden Erläuterungen gelten in analoger Weise. Der monostabile Multivibrator ist völlig identisch mit dem in Bild 4.22 dargestellten. Lediglich die Impedanzwandlerstufe nach Bild 4.26 arbeitet als Emitterfolger mit positiven Ausgangsimpulsen am Emitterwiderstand.

Zur Wirkungsweise: Der Ladekondensator C1 habe keine Ladung, folglich liegt am Gate von T1 Massepotential. Der MOSFET T1 wird mit der über R24 einstellbaren positiven Source-Vorspannung geöffnet, so daß sich ein Drain-Source-Widerstand $< 1\,\text{k}\Omega$ ergibt. Bei etwa $+ 4{,}5$ V an Source gegen Masse ist das der Fall (Transistorstreuung beachten!). Der Widerstand R4 bildet mit R_{DS} einen Spannungsteiler, dessen Ausgangssignal, an Drain von

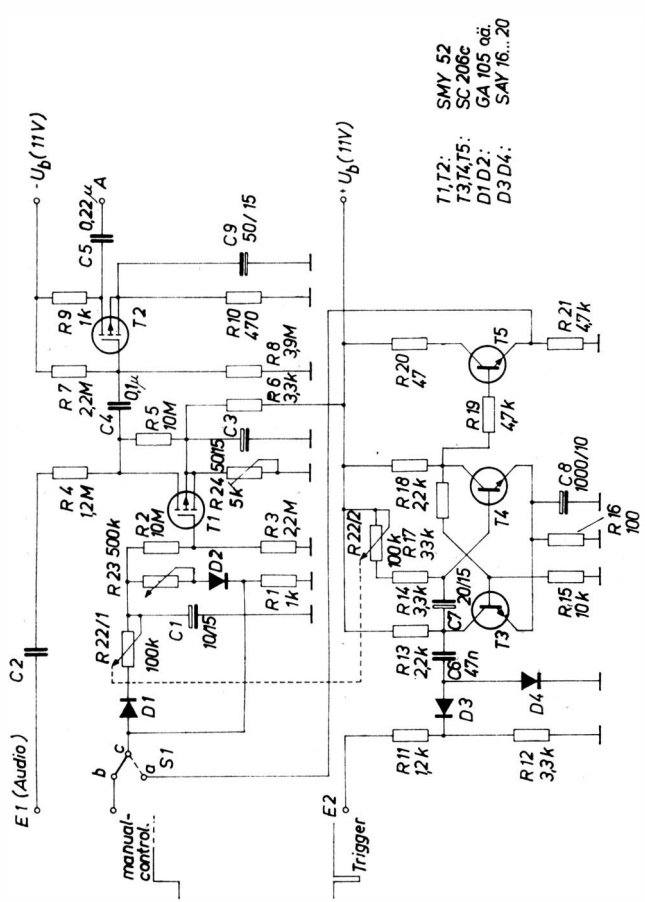


Bild 4.26 Hüllkurvenformerschaltung, bestehend aus VCA mit T1 und T2 sowie Konturgenerator

T1 abgegriffen, um mehr als 60 dB gegenüber dem NF-Eingangspegel an E1 geschwächt ist.
Durch einen negativen Triggerimpuls an E2 wird der monostabile

Multivibrator zu einem einmaligen Kippvorgang angeregt, dessen Dauer mit R22/2 eingestellt werden kann. Der positive Ausgangsimpuls am Emitter von T5 gelangt über den Schalter S1 (a-c geschlossen) und die Reihenschaltung von Diode D1 sowie den Regler R22/1 an den Ladekondensator C1. Die nach einer e-Funktion ansteigende Ladespannung gelangt nach Teilung durch R2 und R3 auf 1/5 an das Gate von T1 und vergrößert den Widerstand R_{DS} entsprechend der positiven Gate-Steuerspannung. Proportional der Veränderung von R_{DS} erscheint am Gate der MOSFET-Verstärkerstufe T2 das NF-Signal.
Sobald der monostabile Multivibrator wieder in seine stabile Lage zurückgekippt ist, entlädt sich C1 über den Regler R23, die Diode D2 und R1 nach Masse – der MOSFET öffnet wieder und die NF-Spannung am Gate von T2 sinkt auf ihren kleinsten Wert. Da der MOSFET kein ideales Regelbauelement ist, d. h. der Widerstand R_{DS} läßt sich nicht auf 0 Ω steuern, kann die Ausgangsspannung nicht völlig zu 0 geregelt werden. Dämpfungswerte von 60 bis 70 dB reichen jedoch aus, um die Lautstärke „Null" in Verbindung mit einer ELA-Anlage (= Elektroakustische Verstärkeranlage) zu erreichen.
Wird der Schalter S1 in die Stellung b-c gebracht, dann gelangt das vom Kontaktsatz a des Manuals kommende Steuersignal an die Ladeschaltung. Nach Drücken einer Manualtaste wird die Lautstärke entsprechend der mit Regler R22 („attack") eingestellten Zeitkonstante auf maximale Lautstärke aufgeregelt und verbleibt bis zum Loslassen der Taste, wonach sie entsprechend der mit R23 („sustain") eingestellten Zeitkonstante gegen 0 geregelt wird.

4.8. Hilfsgeneratoren

Die Gruppe der Hilfsgeneratoren umfaßt Schaltungen, die in Frequenz und Kurvenform der Amplitude regelbare Wechselspannungen zur Steuerung des VCO sowie der Baugruppen der Modifiziereinheit erzeugen. Die wesentlichsten Vertreter dieser Gruppe sind der Rauschgenerator, Sinusgeneratoren niedriger Frequenz, Rechteckgeneratoren mit nachgeschalteter Teilerkette inklusive einer Treppenspannungserzeugung und getaktete Zufalls- bzw. Pseudozufallsgeneratoren.

4.8.1. Rauschgenerator

In jedem industriell gefertigten Synthesizer ist ein Rauschgenerator enthalten, der zur Imitation von Windgeräuschen sowie zur Modulation des VCO und des VCF dient. Für die Erzeugung von Windgeräuschen wird ein schrotfreies homogenes NF-Rauschen benötigt, während für die Modulation des VCO ein rosa bzw. rotes Rauschen erforderlich ist.

Unter rosa Rauschen wird ein Rauschen verstanden, dessen Amplitudenabfall 20 dB je Dekade beträgt. Wenn also weißes Rauschen über einen Tiefpaß 1. Ordnung mit der Grenzfrequenz 0 Hz geleitet wird, würde am Ausgang des Tiefpasses rosa Rauschen anstehen. Derartige idealisierte Verhältnisse lassen sich jedoch technisch nicht realisieren. Deshalb ist Rauschen bis zu einer bestimmten Frequenzgrenze als weiß, und ab dieser Grenze als rosa zu bezeichnen. Die Grenzfrequenz ist durch das jeweilige technische System gegeben.

„Rotes Rauschen" ist technisch nicht definiert. Diese Bezeichnung steht für sehr niederfrequentes Rauschen, das Frequenzanteile von 1 Hz bis 100 Hz enthält. Es wird durch die Filterung von rosa Rauschen über einen weiteren Tiefpaß mit sehr niedriger Grenzfrequenz gewonnen. Nach jedem Tiefpaß wird eine Verstärkerstufe nachgeschaltet, die die ausgefilterten Frequenzanteile wieder auf das erforderliche Maß verstärkt.

Bild 4.27 zeigt eine Rauschquelle, die die benötigten Signale erzeugt. Die in Sperrichtung betriebene Emitter-Basis-Diode des Transistors T1 erzeugt auf Grund des statistisch verteilten Sperrstroms eine Rauschspannung von einigen Millivolt. Diese geringe Rauschspannung wird durch den Transistor T2 verstärkt. Am Kollektor von T2 wird das verstärkte Rauschsignal abgegriffen und über den Koppelkondensator C3 an die Basis des Emitterfolgers T3 geschaltet. T3 sorgt für einen belastungsfähigen Ausgang A1, an dem weißes NF-Rauschen mit einem Pegel von etwa 200 mV anliegt. Der für die Ausfilterung von rosa Rauschen erforderliche Tiefpaß 1. Ordnung mit einer Grenzfrequenz von 1,6 Hz wird durch den Widerstand R8 und den Kondensator C5 gebildet. Mit den Verstärkerstufen T4 und T5 läßt sich der niedrige Pegel des rosa Rauschsignals wieder auf etwa 0,7 V (effektiv) anheben. Dieses Rauschsignal steht am Ausgang A2 zur Verfügung. Der Quellwiderstand von A2 beträgt etwa 4 kΩ.

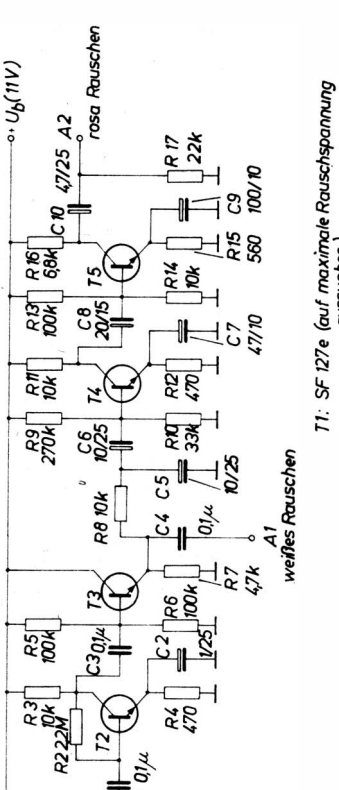


Bild 4.27
Rauschgenerator für weißes und tieffrequentes rosa Rauschen

Es empfiehlt sich, für T1 zunächst eine Transistorfassung provisorisch anzulöten und mehrere Exemplare von Silizium-npn-Transistoren auf maximale Rauschspannung am Ausgang A1 auszusuchen. Der gefundene Transistor wird danach fest in die Schaltung eingelötet.

4.8.2. Sinusgeneratoren für niedrige Frequenzen

Sinusförmige Steuersignale im Frequenzbereich von 0,5 Hz bis 20 Hz werden zur Frequenzmodulation des VCO (Vibrato), zur Amplitudenmodulation des Audiosignals mittels VCA (Tremolo) sowie zur Ansteuerung des VCF (Formant-Tremolo) benötigt. An Frequenzkonstanz, Amplitudenkonstanz und niedrigen Klirrfaktor sind keine besonderen Anforderungen zu stellen, so daß man relativ einfache elektronische Schaltungen anwenden kann. *Wien*-Brücken-Generatoren bzw. Phasenschiebergeneratoren haben sich für den genannten Zweck auf Grund ihrer Einfachheit bestens bewährt. Bei beiden Schaltungsarten läßt sich ohne aufwendige Schaltungsmaßnahmen eine Frequenzvariation von 1:10 erreichen. Soll ein größerer Frequenzbereich überstrichen werden, so muß man das phasendrehende RC-Glied umschaltbar ausführen. Im allgemeinen werden die Kondensatoren umgeschaltet, da hierbei die mittlere Impedanz der RC-Glieder im jeweiligen Frequenzbereich konstant bleibt.

Bild 4.28 zeigt den Stromlaufplan eines Phasenschiebergenera-

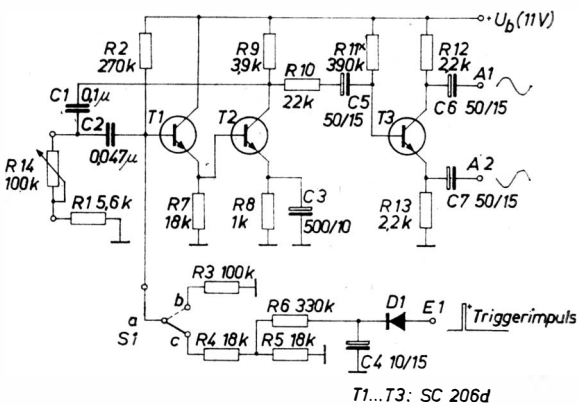


Bild 4.28 Tremologenerator mit biphasiger Trennstufe und Umschaltung von kontinuierlicher auf getriggerte Oszillation

tors mit nur 2 phasendrehenden RC-Gliedern (üblicherweise werden 3 RC-Glieder verwendet). Der Einfluß nur eines regelbaren Widerstands der RC-Phasenschieberkette auf die Frequenzvariation ist bei Verwendung von nur 2 RC-Gliedern größer, als das bei 3 RC-Gliedern der Fall ist.

Der Transistor T1 arbeitet als Impedanzwandler mit hochohmigen Eingangswiderstand. Er ist gleichstrommäßig mit der Basis des Transistors T2 gekoppelt, so daß der Koppelkondensator, der für den Frequenzbereich der Schaltung einen hohen Kapazitätswert haben müßte, entfällt. Transistor T2 sorgt für die erforderliche Phasendrehung um 180° sowie die notwendige Spannungsverstärkung. Am Kollektor von T2 wird das phasengedrehte und verstärkte Signal abgegriffen und der Phasenschieberkette C1, R14, C2, R3, R2, R_E aufgeschaltet. Mit dem Frequenzregler R14 ist ein Pufferwiderstand R1 in Reihe geschaltet, der verhindert, daß die Schwingungen des Oszillators abreißen, wenn der Widerstandswert von R14 unter einen bestimmten Wert geregelt wird.

In der Stellung a–b des Schalters S1 schwingt der Oszillator kontinuierlich. Wird S1 in Stellung a–c umgeschaltet, dann setzen

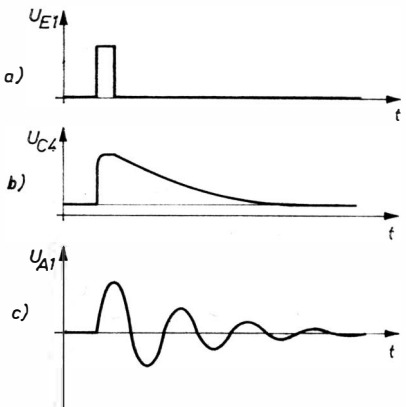


Bild 4.29 Impulsschema und Spannungsverläufe zur Schaltung nach Bild 4.28 für getriggerten Betrieb;
a — positiver Triggerimpuls; b — Verlauf der Spannung an C4; c — Ausgangsspannung an A1

die Schwingungen aus, da die Kollektorströme beider Transistoren durch den niedrigen Basisstrom für T1 wesentlich herabgesetzt werden. Im Gebiet kleiner Kollektorströme sinkt der Stromverstärkungsfaktor des Transistors T2 und damit seine Spannungsverstärkung v_u.
Ein an den Eingang E1 angelegter positiver Impuls lädt den Kondensator C4 etwas auf, so daß das Basispotential von T1 geringfügig angehoben wird. Die Schaltung beginnt zu schwingen und setzt erst wieder aus, wenn sich der Kondensator C4 fast völlig entladen hat. Entscheidend für die Länge des abklingenden Schwingungszuges ist der Kapazitätswert des Kondensators C4, der Widerstandswert von R6 sowie das Verhältnis der Teilerwiderstände R4 und R5. Bei der angegebenen Dimensionierung schwingt der Oszillator etwa 0,5 s. In Bild 4.29 ist die Ausgangsspannung an A1 für einen positiven Impuls an E1 dargestellt.
Vom Kollektor des Transistors T2 gelangt das Oszillatorsignal über den Koppelkondensator C5 an die Basis der Trennstufe T3. Am Kollektor von T3 wird ein um 180° gedrehtes Ausgangssignal abgegriffen, während am Emitter ein mit der Eingangsspannung gleichphasiges Signal ansteht. Dementsprechend können beide Signale zur gleichzeitigen, aber in ihrer Wirkung entgegengesetzten, Steuerung von anderen Baugruppen (z. B. A1-Signal steuert VCO und A2-Signal steuert VCF) verwendet werden.

4.8.3. Erzeugung rechteckförmiger und treppenförmiger Steuersignale

Rechteckförmige Steuersignale können mit wenig Aufwand durch einen astabilen Multivibrator in diskreter bzw. integrierter Technik erzeugt werden. Die Amateurliteratur gibt eine Vielzahl von Schaltungen an, bei denen eine Frequenzvariation mit etwa konstant bleibendem Tastverhältnis um 1:20 möglich ist. Auf derartige Schaltungen soll im Rahmen des vorliegendes Stoffes nicht eingegangen werden, sie sind in [18] zu finden.
Eine in vielerlei Hinsicht günstigere Schaltungsvariante zur Erzeugung rechteckförmiger Steuersignale ist die Kombination eines Rechteckumformers (Trigger) mit einem Hilfsoszillator entsprechend Abschnitt 4.8.2.
An den Rechteckumformer wird zweckmäßigerweise eine Binär-

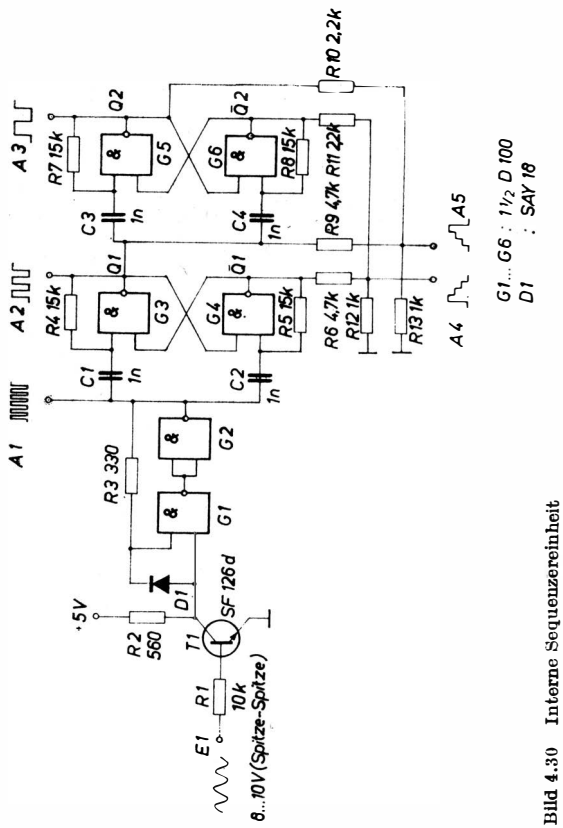


Bild 4.30 Interne Sequenzereinheit

teilerkette angeschaltet, die ihrerseits rechteckförmige Steuersignale mit halber und viertel Frequenz des steuernden Sinusoszillators liefert. Durch Summation der Q- sowie der $\bar{Q}$-Ausgänge über Wichtungswiderstände wird weiterhin eine fallende bzw. eine steigende Treppenspannung erhalten, die ebenfalls zur Ansteuerung von VCO, VCA und VCF dienen kann (s. dazu Übersichtsschaltplan und allgemeine Erläuterungen im Abschnitt 3. zur internen Sequenzereinheit). Bild 4.30 zeigt eine Schaltungs-

anordnung, die mit dem Ausgangssignal eines Sinusgenerators angesteuert wird, sinusförmige Wechselspannungen mittels Trigger in rechteckförmige Signale umwandelt und durch nachgeschaltete Binärteiler Rechtecksignale und treppenförmige Signale erzeugt.

Das am Eingang E1 anliegende sinusförmige Signal, das von einem der Hilfsoszillatoren entsprechend Abschnitt 4.8.2. abgegriffen wird, steuert über den Widerstand R1 die Basis des Transistors T1. Der Transistor T1 sorgt für die niederohmige Ansteuerung des Triggers, der aus den beiden Gattern G1 und G2 aufgebaut ist. Am Ausgang A1 kann das rechteckförmige Ausgangssignal des Triggers, das die gleiche Frequenz wie das Eingangssignal hat, abgegriffen werden. An den Ausgang des Triggers ist das 1. flankengetriggerte Flip-Flop, bestehend aus G3 und G4, mit seinem Takteingang (Verbindungspunkt der Kondensatoren C1 und C2) angeschaltet. Mit jedem HL-Übergang des Triggerausgangs schaltet das Flip-Flop um. An seinem Q-Ausgang (≙ A2) liegt dementsprechend ein exakt symmetrisches Rechtecksignal halber Frequenz an. Der Takteingang des folgenden Flip-Flop, das mit G5 und G6 aufgebaut ist, liegt ebenfalls am Q-Ausgang von Flip-Flop 1. Die Frequenz wird durch Flip-Flop 2 wiederum halbiert, so daß am Ausgang A3 ein Rechtecksignal mit einer 4:1 geteilten Eingangsfrequenz abgegriffen werden kann. Über die Widerstände R9 und R10 wird am Punkt A5 ein steigendes Treppensignal gebildet. Die $\bar{Q}$-Ausgänge arbeiten über die Widerstände R6 und R11 auf den Ausgang A4, der ein fallendes Treppensignal zur Verfügung stellt.

Weiterführende Literatur über die Erzeugung von Treppensignalen ist in [19] sowie in [8] zu finden.

4.9. Stromversorgungseinheit für den Synthesizer

Zur Stromversorgung aller elektronischen Baugruppen des Synthesizers wird generell ein elektronisch stabilisierter Netzteil verwendet, da alle elektronischen Schaltungen mehr oder minder bezüglich ihrer technischen Parameter auf Schwankungen der Versorgungsspannung reagieren.

Einfache Z-Dioden-Stabilisierungsschaltungen sind ungeeignet, da der Gesamtstromverbrauch des Geräts höher ist als der zu-

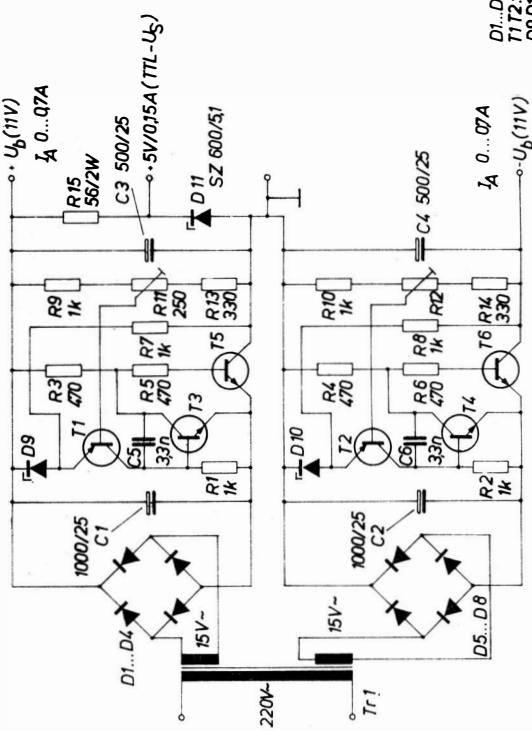


Bild 4.31 Elektronisch geregelter dualer Spannungsnetzteil und Gewinnung der TTL-Versorgungsspannung

lässige Z-Dioden-Strom bei einer erforderlichen Z-Spannung von 9 bis 12 V. Demzufolge muß die Speisespannungsversorgung der Baugruppen durch Regelnetzteile mit Längstransistor als Stellglied vorgenommen werden.

Eine vom Materialaufwand her optimale Schaltungsanordnung zeigt Bild 4.31. Die Gesamtschaltung besteht aus 2 völlig identischen elektronisch geregelten Stromversorgungsteilen mit Gleichrichterbrücke, Ladekondensator, Längstransistor und Regelverstärker.

Ausgangsseitig sind der positive Pol des einen und der negative Pol des anderen Netzteils zusammengeschaltet. Dieser Punkt wird auf Masse (auch GND – engl.: ground) gelegt. Es stehen demzufolge gegen Masse 2 elektronisch stabilisierte Spannungen von $\pm$ 11 V zur Verfügung, die sich jeweils mit dem Regler R11 und R12 um $\pm$ 1 V regulieren lassen.

Die Netzspannung darf in den Grenzen 190 und 250 V schwanken. Der Ausgangsstrom beider Ausgänge darf maximal 0,7 A betragen. Voraussetzung für diesen Ausgangsstrom ist eine gute Kühlung der beiden Längstransistoren T5 und T6. Diese Transistoren sollten auf ein Kühlblech aus 2 mm dickem Aluminium mit einer Fläche von mindestens 250 cm^2 montiert werden.

Die Ausgangsspannung schwankt bei den angegebenen Änderungen der Netzspannung und des Ausgangsstroms nur um wenige Millivolt.

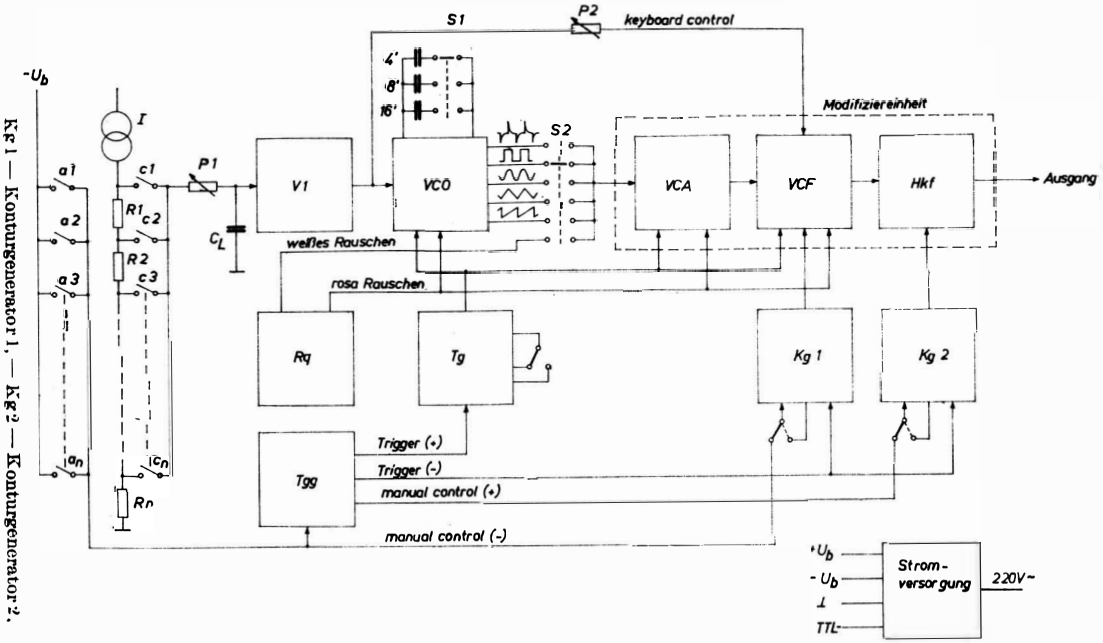
Zwischen $+ U_b$ und Masse ist die Reihenschaltung des Widerstands R15 und einer Leistungs-Z-Diode *SZ 600/5,1* geschaltet, die eine konstante TTL-Versorgungsspannung liefert. Die Belastung dieser Quelle darf in den Grenzen 0 und 150 mA schwanken. Bei Fortfall der TTL-Belastung fließt der gesamte Längsstrom dieser Reihenschaltung von etwa 0,2 A durch die Diode D11. Dabei wird in der Diode eine elektrische Leistung von 1 W in Wärme umgesetzt, weshalb sie einen kleinen Kühlkörper erhalten bzw. isoliert auf dem Chassis montiert werden sollte.

5. Konzeptionen für Musiksynthesizer

Wie bereits dargelegt, soll es nicht Aufgabe dieses Heftes der *electronica*-Reihe sein, mehrere komplette Schaltungen für Musiksynthesizer zu erläutern, sondern Anregungen zum kreativen Entwurf unter Verwendung der aufgezeigten Funktionsblöcke zu vermitteln. Dementsprechend sollen in den Abschnitten 5.1. und 5.2. 2 von vielen möglichen Konzeptionen an Hand eines Übersichtsschaltplans diskutiert werden. In Abschnitt 6. wird die komplette Schaltung eines vom Autor gebauten Instruments beschrieben.

5.1. Synthesizer mit einem VCO und einer Modifiziereinheit

Die Konstantstromquelle (Bild 5.1) Q treibt einen konstanten Strom I durch die exponentiell aufgeteilte Widerstandskette R1 bis R_n. Über den jeweils gedrückten Tastenkontakt c1 bis c_n sowie über den veränderbaren Glissandoregler P1 wird der Speicherkondensator C_L auf den Spannungswert auf- bzw. umgeladen, der an dem Teilstück der Widerstandskette zwischen geschlossenem Kontakt und Masse ansteht. Die am Ladekondensator gespeicherte Spannung liegt am sehr hochohmigen Eingang des Gleichspannungsverstärkers V1 an. Die als „keyboard-control"-Signal bezeichnete Ausgangsspannung des Verstärkers V1 gelangt zum einen als Steuergröße an den Steuereingang des VCO und zum anderen über den Regler P2 an den Steuereingang des VCF. Der VCO überstreicht je nach Größe des Manuals einen Frequenzbereich von $2^1/_2$ bis 4 Oktaven in der klingenden 8′-Lage. Bei diesem relativ einfachen Instrument wurde auf die Möglichkeit verzichtet, mehrere, im Oktavabstand klingende Register gleichzeitig mixen zu können. Durch Umschalten des Integrationskondensators des VCO können Oktavtranspositionen vorgenommen werden (Schalter S1). Mit dem Schalter S2 lassen sich die verschiedensten Signalformen des Ausgangssignals, das an die Modifiziereinheit gelangt, wählen. Im VCA wird das Audio-



Kg 1 — Konturgenerator 1, — Kg 2 — Konturgenerator 2,
Tgg — Triggerschaltung, Rq — Rauschquelle,
Tg — Tremologenerator

Bild 5.1 Übersichtsschaltplan eines einfachen Synthesizers mit 1 Oszillator, 1 Modifiziereinheit sowie Rauschquelle und Tremologenerator.
V1 — Gleichspannungsverstärker mit hochohmigem Eingang, VCO — spannungsgesteuerter Oszillator, VCA — spannungsgesteuerter Verstärker, VCF — spannungsgesteuertes Filter, Hkf — Hüllkurvenformer.

signal mit der Ausgangsspannung des in seiner Frequenz regelbaren Tremologenerators amplitudenmoduliert. Der Modulationsgrad ist zwischen 0 und 100% bei Verzerrung der Umhüllenden bis zum Rechteck einstellbar. Die Modulationsregler wurden aus Gründen besserer Übersichtlichkeit in Bild 5.1 nicht gezeichnet. Die Rauschquelle Rq liefert wahlweise weißes bzw. rosa Rauschen, das als Audiosignal für die Simulation von Windgeräuschen und als Modulationsgröße für den VCA und das VCF verwendet wird. Das durch den VCA modifizierte Audiosignal gelangt an das VCF, das man durch 4 Steuergrößen gleichzeitig beeinflussen kann. Die regelbaren Steuerspannungen für das VCF werden von der Rauschquelle, dem Tremologenerator, dem Konturgenerator und dem Verstärker V1 (keyboard-control) abgegriffen. In der letzten Stufe der Modifiziereinheit, dem Hüllkurvenformer, wird dem bis dahin modifizierten Audiosignal der Intensitätsverlauf, der am Konturgenerator vorprogrammiert wurde, aufgeprägt.

Zusammenfassend soll die Disposition dieses kleinen, relativ wenig aufwendigen Instruments, das jedoch eine Fülle von Klangvariationen zuläßt, aufgezeigt werden.

Manualumfang:	$2\,{}^1/_2$ bis 4 Oktaven
Stimmungsregler:	$\pm$ 2 Halbtöne (nach Belieben auch mehr)
Glissandoregler:	0 bis 1 s (zwischen Ganztonschritt)
VCO:	Oktavversatz 2′, 4′, 8′, 16′, (32′)
Ausgangssignalformen des VCO:	Nadelimpulse, Rechteck, symmetrisches Dreieck, Sinus
Modulation des VCO:	rosa Rauschen, Ausgangsspannung des Tremologenerators
VCA:	Modulation mit weißem /rosa Rauschen Modulation mit Ausgangssignal vom Tremologenerator (bei U_{MODmax} Chopperbetrieb)
VCF:	Formantbereich vom tiefsten bis zum höchsten Ton des Manuals im 8′-Register
Steuerung des VCF:	a) durch regelbares keyboard-control-Signal, b) durch weißes/rosa Rauschen,

c) durch U_a des Tremologenerators,
d) durch regelbares Ausgangssignal des Konturgenerators 1

Konturgenerator 1/VCF: Attack-Dauer 0 bis 2 s, kontinuierlich regelbar,
Sustain-Dauer 0 bis 10 s, kontinuierlich regelbar, Umschaltung von getriggertem Ablauf der Kontur auf manual-controlled-Ablauf

Hüllkurvenformer: Dämpfung $a = 60$ bis 70 dB, die am Konturgenerator 2 einstellbaren Attack- und Sustaindauern wie bei Konturgenerator 1
Betriebsartenumschaltung ebenso

5.2. Synthesizer mit einem VCO und 2 Modifiziereinheiten

Einige kommerzielle Synthesizer haben mehrere Oszillatoren (VCO), die vom Manual gesteuert und in beliebige Frequenzverhältnisse zueinander eingestimmt werden können. Es ist mit diesen Instrumenten möglich, harmonische Intervalle im Klangaufbau zu verwenden bzw. disharmonische Intervalle zu glockenähnlichen Klängen zusammenzusetzen. Am Ausgang des Gleichspannungsverstärkers V1 nach Bild 5.1 können mehrere VCO angeschlossen werden, deren Integrationskondensator umschaltbar ist, bzw. bei denen der Widerstand vor dem Integrator (z. B. R3 in Bild 4.5) durch ein Potentiometer ersetzt wird. Die Ausgänge dieser VCO werden über Entkoppelwiderstände zusammengefaßt. Das am Summenpunkt der Widerstände anstehende Signal gelangt zur Modifiziereinheit.
Erfahrungsgemäß wird jedoch meistens nur ein VCO von den Keyboardspielern eingesetzt, so daß sich die Frage stellt, das Instrument an anderer Stelle flexibler und schneller umprogrammierbar zu gestalten. Der Autor hat aus diesem Grund auf mehrere VCO verzichtet, dafür jedoch 2 Modifiziereinheiten und mehrere Hilfsoszillatoren eingesetzt.
An Hand des Übersichtsschaltplans Bild 5.2 soll ein Instrument beschrieben werden, das im Abschnitt 6. am Beispiel der Schaltung nach Bild 6.1 weiter erläutert wird. Diese unkonventionelle

Schaltung läßt Möglichkeiten zu, die bekannte kommerzielle Instrumente nicht gestatten. Manualschaltung, Triggerschaltung von VCO sind identisch mit den Baustufen im Instrument nach Bild 5.1, deshalb soll auf diese Baugruppen nicht wiederholt eingegangen werden.

An den VCO, der für die höchste klingende Fußlage ausgelegt ist (1′), schließt sich die 6fache Binärteilerkette an. Jedem Binärteiler ist eine Impulsformerschaltung nachgeschaltet, so daß 7 Chöre simultan zur additiven Klangsynthese zur Verfügung stehen. Bei den Chören 2′ bis 64′ können je 3 Impulsformen durch die Schalter S2 bis S7 gewählt werden. Mit den anschließenden Reglern R2 bis R8 wird der Intensitätsanteil des jeweiligen Ausgangssignals eingestellt. Durch die Schalter S8 bis S14 kann das Ausgangssignal des entsprechenden Chores der Modifiziereinheit 1 (Audiokanal 1) oder der Modifiziereinheit 2 (Audiokanal 2) zugeordnet werden. Die Modifiziereinheiten sind analog dem beschriebenen Instrument nach Bild 5.1 aufgebaut.

Im Übersichtsschaltplan Bild 5.2 sind weiterhin 3 Tremologeneratoren zu finden. An Generator 1 und 2 schließt sich eine interne Sequenzereinheit an, welche weitere 5 Steuersignale liefert, die phasenstarr mit dem zugeordneten Sinus-Tremologenerator sind. Der VCO sowie die beiden VCA und VCF lassen sich mit diesen Signalen steuern.

Ein Rauschgenerator liefert simultan weißes und rosa Rauschen, das dem Audiotrakt zugemischt werden kann und als Steuergröße für die modulierbaren Baugruppen dient. In der Mixereinheit können aus den vorhandenen Komponenten 2 stationäre Klänge additiv gemixt werden, die zur Modifiziereinheit 1 und 2 gelangen. Die Modulation der beiden VCA und VCF kann unabhängig voneinander eingestellt werden. Desgleichen sind die Parameter der beiden Hüllkurvenformer getrennt einstellbar.

Die Ausgangssignale der beiden Modifiziereinheiten gelangen über die Schalter S26 und S27 an eine Mischstufe, der eine Trennstufe nachgeschaltet ist. Vor der Mischstufe können die beiden Audiosignale über Ausgangsbuchsen abgegriffen und 2 ELA-Anlagen zugeführt werden. Bei entsprechender Einstellung der Parameter der VCF und der Hüllkurvenformer lassen sich stereoähnliche Klangeffekte erzielen. Im Normalfall wird eine ELA-Anlage an den Ausgang A2 angeschlossen. Je nach dem, ob nur S26 oder S27 geschlossen ist, ergibt sich ein Sound, der durch die jeweilige

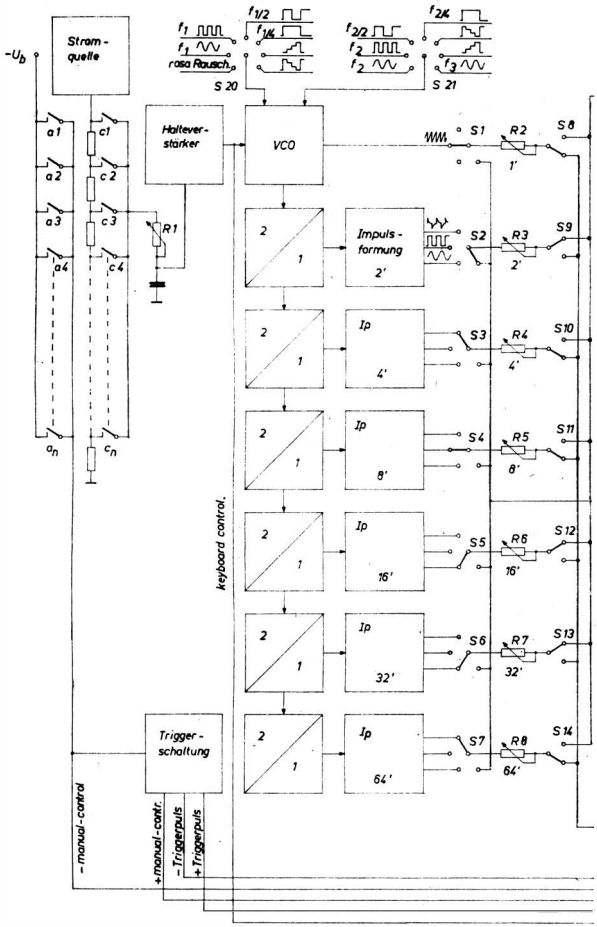
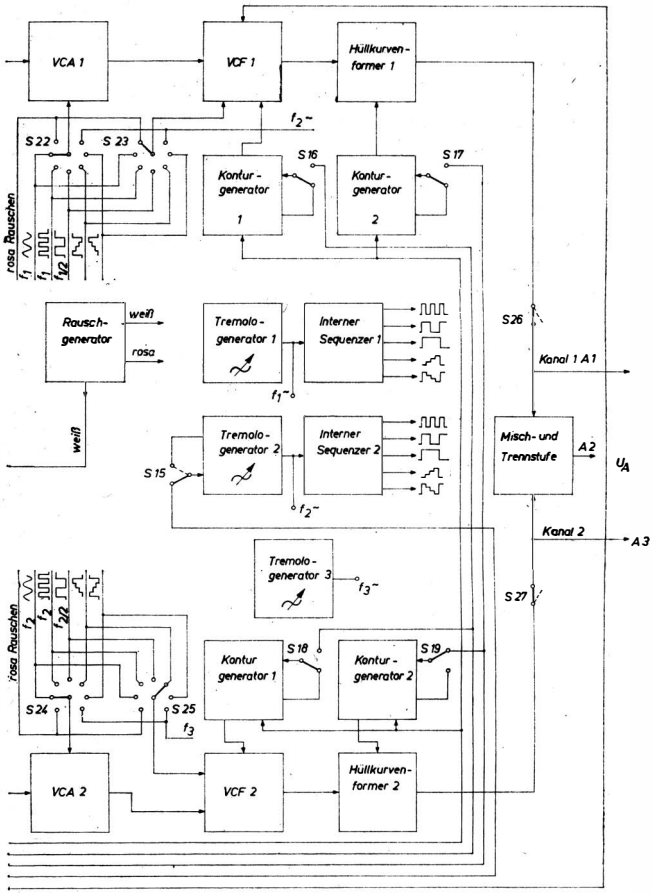


Bild 5.2 Übersichtsschaltplan eines Synthesizers mit 1 Oszillator, 2 Modifiziereinheiten, Rauschquelle, 3 Tremologeneratoren und 2 internen Sequenzereinheiten.
Durch 6 Binärteiler 7 gleichzeitig zur Verfügung stehende Chöre mit je 3 unterschiedlichen Wechselspannungen



Mixtur und die eingestellten Parameter der Modifiziereinheit 1 bzw. 2 festgelegt ist. Durch das Schließen beider Schalter erhält man schnell einen 3. Gesamtsound.

Die schnelle Umschaltbarkeit von einer Registratur auf eine andere kommt den Bedürfnissen der Keyboardspieler sehr entgegen. Durch die gleichzeitige Steuerwirkung der beiden Tremolo-

generatoren 1 und 2, die in der Frequenz etwa von 1 bis 20 Hz regelbar sind, lassen sich vielfältige rhythmische Interferenzmuster bilden. Zum Beispiel kann der VCO durch ein Treppensignal der internen Sequenzereinheit f_1 moduliert werden, während ein VCA im Chopperbetrieb mit einem Rechtecksignal der internen Sequenzereinheit f_2 moduliert wird. Sobald die beiden Frequenzen der Tremologeneratoren differieren, ergibt sich am Ausgang ein rhythmisches Klangmuster, das sich mit einer Periodizität, die der Differenzfrequenz beider Tremologeneratoren entspricht, wiederholt. Bedenkt man nun, daß das VCF der entsprechenden Modifiziereinheit sowie VCA und VCF der 2. Modifiziereinheit in den Aufbau derartiger rhythmischer Strukturen einbezogen werden, ist es einleuchtend, daß man eine unüberschaubare große Anzahl verschiedener Klang-Rhythmus-Muster realisieren kann.

Der Tremologenerator 3 ist durch entsprechende Dimensionierung der Kondensatoren der Phasenschieberkette für sehr niedrige Frequenzen (0,3 bis 5 Hz) ausgelegt. Er dient im wesentlichen zur Erzeugung von Choruseffekten, indem ein VCF mit dieser langsamen sinusförmigen Steuerspannung moduliert wird.

Vom Autor wurde nur einer der 3 Tremologeneratoren für den Stoßbetrieb (Triggerauslösung) vorgesehen. Es sei dem persönlichen Geschmack des Synthesizerkonstrukteurs überlassen, ebenso zu verfahren oder alle 3 Generatoren triggerbar auszuführen.

6. Beschreibung eines Instruments

Bild 6.1 zeigt den Stromlaufplan einer erprobten Schaltung, die im Aufbau dem Übersichtsschaltplan Bild 5.2 und den in Abschnitt 5.2. gegebenen Erläuterungen entspricht. Da die prinzipielle Wirkungsweise bereits dargelegt wurde, sollen in diesem Abschnitt nur noch einige Schaltungsdetails und praktische Hinweise für den Aufbau gegeben werden.

Als Manual wurde ein ausrangiertes Orgelmanual einer *Matador*-Orgel verwendet, das 3 Kontaktsätze mit vergoldeten Federdrahtkontakten hat. Ein Kontaktsatz wurde für die Abtastung der „keyboard-control"-Pegel, der andere für die Gewinnung des „manual-control"-Signals verwendet. Sollte ein derartiges Manual nicht zur Verfügung stehen, sind in [1] ausreichend Hinweise für den Selbstbau zu finden.

Die beiden Berührungskontakte B1 und B2 wurden selbst hergestellt, es eignen sich jedoch auch sehr gut 2 Berührungskontakte von der Sensorleiste einiger FS-Empfänger.

Der Regler „Stimmung grob" erhielt eine Kugelrastung, damit das Instrument nach einer Manipulation (Transponierung) schnell wieder in die richtige Stimmung gebracht werden kann.

Für die Schalter S28 „Glissando ein-aus", S15 „Kanal 1 ein", S20 „Kanal 2 ein", S26 „keyboard-control auf VCF II", S27 „keyboard-control auf VCF I", S12 „VCF I: Triggerbetrieb-manual-control", S14 „Hüllkurvenformer 1: Triggerbetrieb-manual-control", S16 „VCF II: Triggerbetrieb-manual-control" und S19 „Hüllkurvenformer II: Triggerbetrieb-manual-control" sollten leichtgängige Drucktasten verwendet werden.

Die Schalter S29, S11, S13, S17 und S18 sind auf der Rückseite neben den externen Trigger- und Steuereingängen Bu1 bis Bu6 angeordnet.

Bei der Gestaltung der Bedientafel (Oberseite des Instruments) muß auf übersichtliche und logische Zuordnung der Regler und Bedienorgane sowie auf eine überschaubare Systematik geachtet werden. Zweckmäßig ist es, die Stimmregler und die Modulationsregler sowie Schalter für den VCO links oben anzuordnen. Darunter erscheinen die Schalter und Regler der Mixereinheit.

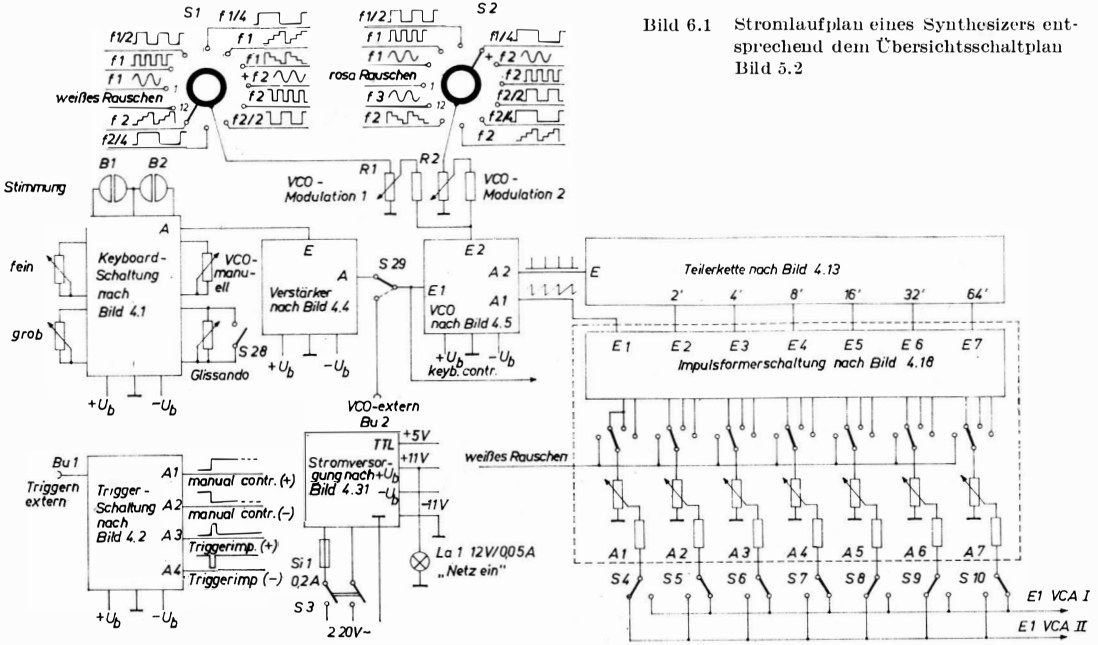
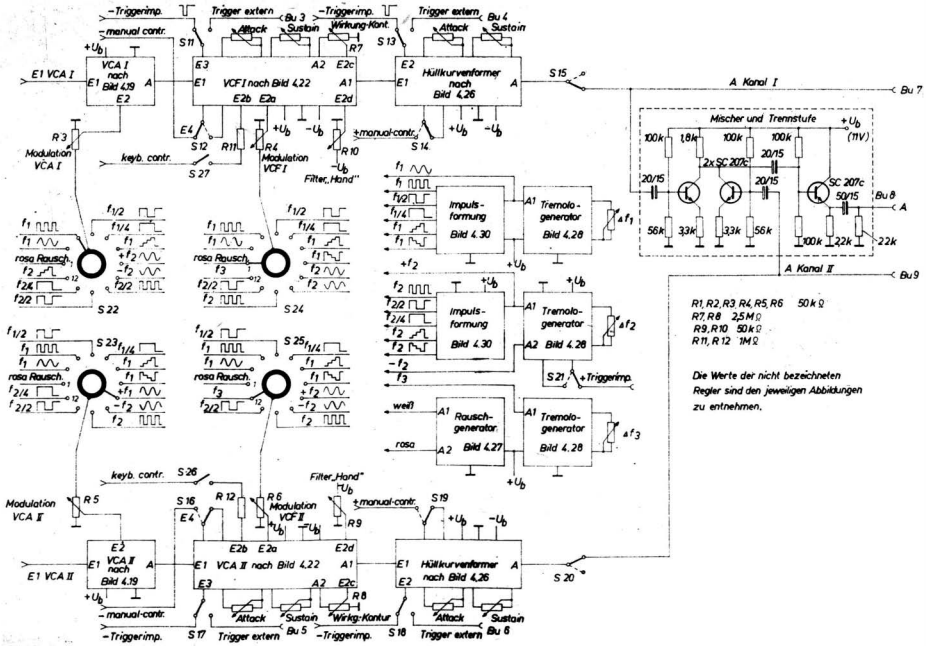


Bild 6.1 Stromlaufplan eines Synthesizers entsprechend dem Übersichtsschaltplan Bild 5.2



VCA I nach Bild 4.19
VCF I nach Bild 4.22
Hüllkurvenformer nach Bild 4.26
Mischer und Trennstufe
Impuls-formung Bild 4.30
Tremolo-generator Bild 4.28
Rausch-generator Bild 4.27
VCA II nach Bild 4.19
VCA II nach Bild 4.22
Modulation VCA I
Modulation VCF I
Modulation VCF II
Modulation VCA II
Trigger extern
Attack
Sustain
Wirkung-Kont.
Filter „Hand"
keyb. contr.
manual contr.
Triggerimp.
A Kanal I
A Kanal II
Bu 7
Bu 8
Bu 9
R1, R2, R3, R4, R5, R6 50 kΩ
R7, R8 2,5 MΩ
R9, R10 50 kΩ
R11, R12 1 MΩ
Die Werte der nicht bezeichneten Regler sind den jeweiligen Abbildungen zu entnehmen.

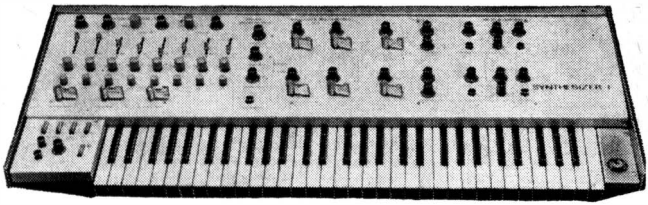


Bild 6.2 Gesamtansicht des vom Autor gebauten Instruments

Links neben dem Manual werden die Spielhilfen wie „Glissando ein-aus", „Glissandodauer", „Kanal 1 ein", „Kanal 2 ein", „VCF I Hand", „VCF II Hand", „VCO Hand" und die Berührungskontakte B1 und B2 angeordnet. Der Interpret kann mit der linken Hand leicht Manipulationen während des Spiels durchführen.

Rechts neben der Mixereinheit werden zweckmäßigerweise die 3 Frequenzregler der Hilfsoszillatoren sowie der (die Schalter zur Umschaltung „Triggerauslösung – kontinuierlicher Betrieb" angeordnet.

Sämtliche Regler und Schalter für die beiden Modifiziereinheiten erscheinen dann in der Reihenfolge VCA, VCF und Hüllkurvenformer nach rechts führend. Die Regler für die Modifiziereinheit II werden unter den entsprechenden Regler der Modifiziereinheit I angeordnet.

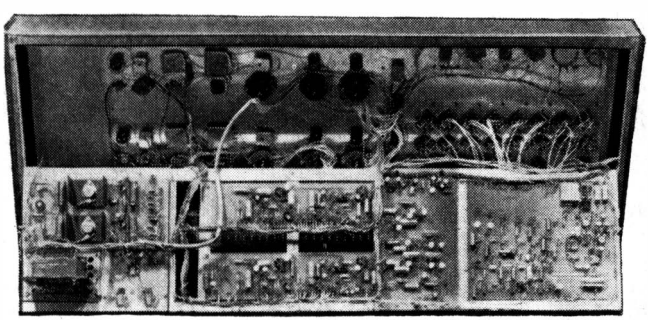


Bild 6.3 Instrument mit herausgeklapptem Leiterplattenrahmen.

Bild 6.2 zeigt den derart gestalteten Aufbau des vom Autor realisierten Instruments.
Sämtliche elektronischen Schaltungen wurden auf Cevausit-Leiterplattenmaterial realisiert, und auf einem herausschwenkbaren Rahmen montiert. Dadurch werden Kalibrier- und Reparaturarbeiten an dem Instrument wesentlich vereinfacht. Bild 6.3 zeigt den Synthesizer mit herausgeschwenktem Leiterplattenrahmen.
Da das gesamte Instrument aus einem Metallgehäuse (Winkelstahlrahmen mit Al-Blechverkleidung) besteht, konnte auf abgeschirmte Leitung bei der Verdrahtung verzichtet werden. Lediglich Netztransformator und Netzzuführung wurden statisch abgeschirmt.

7. Abschließende Bemerkungen

Gemäß der Zielstellung dieser Broschüre wurden die wesentlichsten akustischen Bestimmungsgrößen, die für das Verständnis der gesamten Thematik als wichtig erachtet wurden, in allgemeinverständlicher Form dargelegt. Weiterhin sind die prinzipielle Funktionsweise eines Synthesizers sowie die darin enthaltenen Funktionsblöcke erläutert und erprobte Schaltungen dieser Funktionsblöcke diskutiert worden. An Hand von 2 Übersichtsschaltplänen sowie des Stromlaufplanes eines vom Autor aufgebauten Instruments wurden 2 Möglichkeiten der Realisierung eines Synthesizers vorgestellt.

Bei den eingesetzten und vorgeschlagenen Schaltungen der Funktionsblöcke wurde besonderes Augenmerk auf die Realisierbarkeit durch Elektronikamateure gelegt. Interessante Schaltungsdetails, die jedoch unter Verwendung von integrierten Bauelementen, deren Beschaffung einige Schwierigkeiten bereiten dürfte, sind in [20] zu finden.

Dem musisch wenig vorgebildeten Leser wird es vermutlich schwerfallen, Vorstellungen über die möglichen Klänge bzw. die komplexe Wirkung der Modifiziereinheiten bei den unterschiedlichsten Steuer- und Modulationssignalen auf das Audiosignal zu bekommen. Bei der Unmenge von möglichen Einstellungen an einem derartigen Instrument würde eine verbale Beschreibung der synthetisierten Klänge Bände füllen. Es sei nur soviel dazu gesagt, daß die rechteckförmigen und treppenförmigen Steuersignale nicht oder nur sehr selten zur melodischen Interpretation verwendet, sondern zum Aufbau „technischer" bzw. „utopischer" Geräusche und Klänge benötigt werden. Weiterhin können mit der (den) internen Sequenzereinheit(en) rhythmische Klangmuster erzeugt werden, die als rhythmischer Background im Ensemblespiel wirken.

Ein interessantes Gebiet im Rahmen der Gesamtthematik umfaßt die Zusatzgeräte für den Synthesizer.

Zusatzgeräte sind:

- der Sequenzer, ein 1-aus-n-Taktgeber (n meist 16 bzw. 32), der an seinen diversen Ausgängen zum einen Triggerimpulse

abgibt, die in ihrer Sequenz (Folge) programmierbar sind. Zum anderen werden einstellbare Spannungssprünge mit programmierbarer Sequenz zur Steuerung des VCO erzeugt. Die Taktfrequenz dieses auch als „Rhythmuscomputer" bezeichneten Zusatzgeräts ist in weiten Grenzen variierbar.

- sample and hold – ein Zusatzgerät, das einen getakteten Zufallsgenerator enthält und stochastisch verteilte Amplitudensprünge zur Steuerung von VCO und Modifiziereinheit liefert. Durch die umschaltbare Kombinatorik der impulsverarbeitenden Elektronik können Zufallsmuster mit verschiedener Verteilung erzeugt werden. Das Gerät dient im wesentlichen der Erzeugung von „Zufallsmusik".
- Percussions-controller – eine Trommel mit eingebauter Elektronik, die den beim Anschlag des Trommelfells entstehenden Innendruckanstieg mit einem Druck-Spannungs-Wandler in eine Spannungsgröße umsetzt. Dieses Potential wird durch eine sample-and-hold-Schaltung bis zum nächsten Anschlag gespeichert. Bei jedem Anschlag entsteht ein Triggerimpuls, der an eine Ausgangsbuchse gelangt. Das Ausgangssignal der sample-and-hold-Schaltung dient zur Steuerung des VCO, während der Triggerimpuls die Konturgeneratoren von VCF und Hüllkurvenformer auslöst. Bei jedem Anschlag des Percussionscontrollers wird ein Ton erzeugt, dessen Intensitätsverlauf durch die Parameter des Hüllkurvenformers und dessen Tonhöhe durch die Anschlagstärke bestimmt ist.
- Triggerzusatz, ein Gerät zur Erzeugung von Triggerimpulsen zur Steuerung von VCF und Hüllkurvenformer. Das elektrische Signal von einem Mikrofon, Gitarren- bzw. anderem Tonabnehmer wird im Triggerzusatz verstärkt und von einem Komparator mit einer einstellbaren Referenzspannung verglichen. Bei Überschreiten eines bestimmten Eingangspegels wird ein Triggerimpuls abgegeben. Das Audiosignal wird durch den Triggerzusatz durchgeschleift und auf den externen Eingang der Modifiziereinheit des Synthesizers geschaltet, während mit den Triggerimpulsen VCF und Hüllkurvenformer extern angesteuert werden. Durch diese Anordnung lassen sich extreme dynamische Verfremdungseffekte der speisenden Klangquellen erzielen.
- Externes Bandmanual mit Triggertaste, das, ähnlich einer Hawaii-Gitarre, Glissandospielweise gestattet. Ein Wider-

standsband, das von einem hochkonstanten Strom durchflossen wird, liefert durch Abtastung mit einem Gleitkontakt eine Steuerspannung für den VCO. Durch einen Tastenschalter kann der Hüllkurvenformer getriggert werden.

Weitere Zusatzgeräte können der Phaser (Zeitachsenmanipulatoren) und Echohallgeräte sein, die jedoch nicht der spezifischen Synthesizertechnik zugeordnet werden können.

Es muß späteren Veröffentlichungen vorbehalten bleiben, die Zusatzgeräte in bezug auf Wirkungsweise und Schaltungstechnik zu erläutern.

8. Literaturverzeichnis

[1] *Engel, G.*: Elektromechanische und vollelektronische Musikinstrumente, Teil 1—4;
electronica, Band 132 bis 135, Militärverlag der DDR, Berlin 1975

[2] Autorenkollektiv: Klangstruktur der Musik; Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde 1955
Winkel, F., Lottermoser, W.: Naturwissenschaftliche Probleme der Musik; Akustische Untersuchungen an alten und neuen Orgeln

[3] *Jakubaschk, H.*: Amateurtontechnik; Militärverlag der DDR, Berlin 1975

[4] *Tietze, U., Schenk, Ch.*: Halbleiterschaltungstechnik; Springerverlag, Berlin, Heidelberg, New York 1974

[5] Electronic Engineering; Juli 1973, S. 46, referiert in rfe 23 (1974) H. 10, S. 335

[6] *Seifart, M., Bogk, D.*: Spannungs- und Stromfrequenzwandler nach dem Integrationsverfahren; rfe 26 (1977) H. 15, S. 507

[7] *Goddijn, H.*: Elektronik in der Popmusik; Nr. 342 der RPB-Serie, Franzis-Verlag GmbH, München 1977

[8] *Jakubaschk, H.*, Das große Schaltkreis-Bastelbuch; Militärverlag der DDR, Berlin 1978

[9] *Scheiding, H.*: *Streitenberger, D.*: Temperaturstabilisierte Konstantstromquellen und Konstantspannungsquellen; rfe 25 (1976), H. 8, S. 266

[10] Serviceunterlagen der Fa. Moog, Williamsville New York, USA

[11] *Kühne, H.*: Spannungs-Frequenz-Umsetzer nach dem Integrationsverfahren; FUNKAMATEUR 9 (1973) S. 435

[12] *Weigelt, K.*: Universelles Bausteinsystem für den Aufbau elektronischer Geräte; rfe 25 (1976) H. 16, S. 526—535

[13] *Schlenzig, K., Galle, R.*: Digital-Mosaik II; Originalbauplan Nr. 37, Militärverlag der DDR, Berlin 1978

[14] *Supp, A.-W.*: Elektronisches Effektinstrument; Elektronisches Jahrbuch 1979, Militärverlag der DDR, Berlin

[15] Integrated Circuits for Electronic Musical Instruments, 1972, ITT-Firmenschrift
[16] Spannungsgesteuerter Differenzverstärker; Halbleiterbeispiele HFO, Ref. in rfe 25 (1976) H. 14, S. 448
[17] *Kühn, E.*: Frequenzfilterung mit integrierten Schaltungen; rfe 23 (1974) H. 12, S. 380
[18] Astabiler Multivibrator mit großem Frequenzbereich; rfe 19 (1970) H. 10, S. 312
[19] *Schäller, H.-D.*: Treppenspannungsgenerator für kleinste Ansteuerfrequenzen; rfe 24 (1975) H. 4, S. 133
[20] *Kühnel, Cl., Postel, U.*: Der elektronische Synthesizer; rfe 28 (1979) H, 2. S. 199—125 und rfe 28 (1979) H. 3, S. 184—189